



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt



(10) DE 699 11 412 T2 2004.07.01

*Corresponds to*  
US 7595689

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 092 274 B1

(21) Deutsches Aktenzeichen: 699 11 412.8

(86) PCT-Aktenzeichen: PCT/GB99/02110

(96) Europäisches Aktenzeichen: 99 929 543.9

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 00/02324

(86) PCT-Anmeldetag: 02.07.1999

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: 13.01.2000

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 18.04.2001

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 17.09.2003

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 01.07.2004

(51) Int Cl.: H04B 1/62

H03F 1/32

(30) Unionspriorität:

9814391 02.07.1998 GB

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FI, FR, SE

(73) Patentinhaber:

Andrew Corp., Orland Park, Ill., US

(72) Erfinder:

KENINGTON, Peter, Devauden Green, Chepstow  
NP6 6PE, GB

(74) Vertreter:

König & Kollegen Patent- und  
Rechtsanwaltskanzlei, 52072 Aachen

(54) Bezeichnung: EIN VORVERZERRER

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

*PDo 30102*

*CITED BY APPLICANT*

**Beschreibung**

[0001] Diese Erfindung betrifft eine Vorverzerreranordnung zum Linearisieren eines Verzerrelements. Insbesondere betrifft die vorliegende Erfindung eine polynomiale Vorverzerreranordnung, die ausgelegt ist, um die IMD-Verzerrung in einem Verstärker unter Verwendung der pilotbasierten Steuerung zu kompensieren.

**Allgemeiner Stand der Technik**

[0002] In einem idealen System stellt ein Linearverstärker die gleichmäßige Verstärkung in seinem ganzen dynamischen Bereich bereit, damit das Ausgangssignal des Verstärkers eine korrekte, verstärkte Version des Eingangssignals ist. In Wirklichkeit zeigen jedoch alle Linearverstärker nichtideale Eigenschaften, wie zum Beispiel Amplituden- und Phasenverzerrung, welche unerwünscht sind und die Leistungsfähigkeit eines Systems ernsthaft verschlechtern können. Ein Effekt dieser Nichtlinearität des Verstärkers ist die Erzeugung von Ausgangsfrequenzen, die gleich den Summen und Differenzen von ganzzähligen Vielfachen der Eingangsfrequenzkomponenten sind. Dieser Effekt ist als Intermodulationsverzerrung (IMD/intermodulation distortion) bekannt und insbesondere in Hochleistungs-RF-Verstärkern unerwünscht, die für die Verwendung in Breitbandsystemen ausgelegt sind. Zum Beispiel wird ein Breitbandverstärker, der in dem TDMA-Zellulärsystem verwendet wird, verschiedene Intermodulationsprodukte als eine Folge des Verstärkens mehrerer TDMA-Kanäle erzeugen, die auf festen Frequenzintervallen in einem TDMA-Band, mit zusammenfallenden aktiven Rahmen, entstehen.

[0003] Mehrere Linearisierungsverfahren wurden entwickelt, um die obigen Verzerrungsprobleme, die mit einem Linearverstärker verbunden sind, zu lösen. Einige dieser Verfahren arbeiten in Echtzeit, um die zeitabhängigen Änderungen der nichtlinearen Charakteristika des Verstärkers zu berücksichtigen. Derartige Änderungen können zum Beispiel aus Temperaturschwankungen in dem Verstärker, der Alterung von Verstärkerbauelementen, Stromversorgungsschwankungen oder insbesondere aus Änderungen des Arbeitspunktes des Verstärkers aufgrund einer Änderung der Anzahl oder der Leistung der Eingangsträgerfrequenzen resultieren. Von den breitbandigen RF-basierten Linearisierungsverfahren sind die zwei gewöhnlichsten verwendeten Verfahren die Vorwärtslinearisierung und die Vorverzerrerlinearisierung.

[0004] Ein Mechanismus der Vorwärtslinearisierung beruht auf dem Erzeugen eines Fehlersignals, das für die IMD-Produkte stellvertretend ist, die durch den Linearverstärker eingebracht werden, und der Weiterleitung dieses Signals zum Kombinieren mit dem Ausgangsspektrum des Verstärkers, indem die unerwünschte Verzerrung unterdrückt wird. Damit das

Unterdrückungsverfahren korrekt arbeitet, ist es für den Mechanismus notwendig, dass die Amplitude und die Phase des Fehlersignals vor seinem Kombinieren mit dem Ausgangssignal des Verstärkers genau eingestellt werden. Dies erfordert in der Regel die Verwendung zusätzlicher Verstärker und verlustbehafteter Verzögerungsleitungen und Koppler, die in dem Ausgangspfad von dem Hauptverstärker erscheinen. Diese Verluste und die Anforderung nach zusätzlichen Verstärkern, welche nicht zu der Ausgangsleistung des Systems hinzugefügt werden, führen zu einer kostengünstigen Lösung. In einem pilotbasierten Vorwärtsmechanismus wird ein Pilotsignal in den Verstärkereingang gespeist. Dieses (verstärkte) Pilotsignal erscheint anschließend in dem Fehlerignal, welches selbst weitergeleitet wird, um das ursprünglich eingespeiste Pilotsignal sowie die Verzerrungssignale im Verstärkerausgang zu unterdrücken. Die korrekte Einstellung der Amplitude und der Phase des Fehlersignals wird auf der Basis der Messungen des Restpilotsignals erreicht, das nach dem Unterdrückungsverfahren zurückbleibt.

[0005] Eine Steuerung der Verzerrungskompensation für einen Leistungsverstärker, der ein Pilotsignal verwendet, ist in US-A-S 770 971 offenbart.

[0006] Im Allgemeinen erfordern die Mechanismen der Linearisierung der Vorverzerrung die beabsichtigte Änderung des Eingangssignals mit relativ niedrigem Pegel zum Verstärker in Erwartung des unerwünschten Verzerrungsprozesses, der innerhalb des Verstärkers auftritt. Speziell vorverzerrt der Mechanismus das Eingangssignal in einem umgekehrten Sinn zu der Verzerrung, die durch den Verstärker erzeugt wird, so dass in Reihe die Gesamtverzerrung minimiert wird. Entsprechend wird die Übertragungskennlinie des Vorverzerrers möglichst dicht an der Umkehr- oder Komplementärfunktion der Übertragungskennlinie des Verstärkers approximiert. Wenn der Linearverstärker kompressiv ist, d. h. die Verstärkung bei höheren Leistungspegeln abklingt, dann wird der Vorverzerrer diese Kompression durch entsprechendes Spreizen des Eingangssignals kompensieren.

[0007] Es sind mehrere Verfahren zum Vorverzerrern des Eingangssignals vorhanden, wobei sich jedes in der Weise unterscheidet, wie der Vorverzerrer die Umkehr- oder Komplementärfunktion approximiert. Ein Verfahren approximiert die Umkehrfunktion mit den Exponentialkennlinien einer Diode. Eine oder mehr Dioden können zusammen mit einer geeigneten Vorspannung verwendet werden, um eine Verringerung der Verzerrung in der Größenordnung von 10 dB zu erreichen. Ein zweites Verfahren besteht darin, eine stückweise Approximation der Umkehrfunktion unter Verwendung einer Reihe von linear verstärkenden Geradenelementen, die durchgehend verbunden sind, durchzuführen. Ein Nachteil mit diesem Verfahren ist, dass die Anpassung und die Steuerung der Linienelemente einen komplexen Schaltungsaufbau in Folge der Verbindungspunkte erfordert, die zwei Frei-

heitsgrade aufweisen.

[0008] Die polynomiale Vorverzerrung ist ein weiteres Verfahren zum Approximieren der Umkehrfunktion der Übertragungskennlinie des Verstärkers. Sie basiert auf einer Polynomentwicklung der Umkehrfunktion, welche folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 + ex^4 + fx^5 + gx^6 + hx^7 \dots$$

[0009] Das Glied  $a$  ist eine Abweichung, welche in einem praktischen polynomialen Vorverzerrer auf Null eingestellt werden kann. Das Glied  $bx$  stellt die Verstärkung des Vorverzerrers dar, welche linear ist und nur zu der Verstärkung des Hauptverstärkers beiträgt. Die Glieder, die gerade Exponenten von  $x$  enthalten, stellen harmonische Verzerrungskomponenten dar, die im Hauptverstärker erzeugt werden, welche unter Verwendung der Frequenzfilterung entfernt werden, und daher können diese Glieder ebenfalls auf Null eingestellt werden. Die übrigen Glieder, die ungerade Exponenten von  $x$  enthalten, stellen die Inbandverzerrung dar, die durch den Hauptverstärker verursacht wird (außer den Oberwellen, die wie oben gefiltert werden können). In Wirklichkeit kann jedes der Glieder mit geradem Exponenten betrachtet werden, um die äquivalente Ordnung der Intermodulationsverzerrung, die in dem Hauptverstärker erzeugt wurde, darzustellen.

[0010] Gemäß einem ersten Gesichtspunkt der vorliegenden Erfindung wird eine Vorverzerreraufordnung zum Linearisieren eines Verzerrelementes bereitgestellt, wobei die Vorverzerreraufordnung ein Vorverzerrermittel zum Verarbeiten eines Eingangssignals, welches durch das Verzerrelement verarbeitet werden muss, um ein vorverzerrtes Eingangssignal zu erzeugen, welches zu einem Eingang des Verzerrelementes geführt wird, ein Pilotmittel zum Erzeugen eines Pilotsignals in dem Eingangssignal und ein Fehlerkorrekturmittel, angepasst zum Erkennen der Gegenwart spezifischer, aus dem Pilotsignal abgeleiteter Verzerrungsordnungen im Verzerrelement-Ausgangssignal, um ein Fehlerkorrektursignal zum Steuern der Verarbeitung des Eingangssignals im Vorverzerrermittel zu erzeugen, umfasst.

[0011] Eine Vorverzerreraufordnung gemäß der Erfindung weist den Vorteil der Realisierung der Steuerung auf der Basis eines Pilotsignals auf, welches bekannte Kennlinien aufweist und so verbesserte Fehlerkorrektur bereitstellen kann. Die Verwendung eines Pilotsignals weist ebenfalls einen Vorteil auf, indem ermöglicht wird, dass die Vorverzerreraufordnung mehr als einmal für ein einzelnes Verzerrelement angewendet werden kann.

[0012] Vorzugsweise ist das Verzerrelement ein Verstärker.

[0013] Im Idealfall umfasst die Vorverzerreraufordnung weiterhin ein Mittel zum Entfernen des verstärkten Pilotsignals aus dem Verstärkerausgangssignal vor dem Erkennen der Gegenwart von Verzerrungs-

signalen, die aus dem Pilotsignal im Verstärkerausgangssignal abgeleitet wurden. Dies weist den Vorteil der Verringerung der Verunreinigung des verstärkten Signals mit unnötigen zusätzlichen Signalen auf. Jedoch ist in einer alternativen Ausführungsform kein Mittel zum Entfernen des verstärkten Pilotsignals vorhanden und das Pilotsignal bleibt in dem Ausgangssignal zurück. Es kann zum Beispiel bewusst außerhalb des interessierenden Bandes angeordnet werden und schließlich unter Verwendung der Bandpassfilterung des Systemausgangssignals entfernt werden.

[0014] Vorzugsweise fügt das Pilotmittel ein Pilotsignal zu dem Eingangssignal hinzu. Ein Vorteil davon ist, dass die Erzeugung des Pilotsignals mit minimaler Verschlechterung des Eingangssignals durchgeführt werden kann.

[0015] In einer ersten bevorzugten Ausführungsform ist das Pilotsignal ein Eintonsignal. In dieser Ausführungsform erkennt das Fehlerkorrekturmittel vorzugsweise die Gegenwart von Verzerrungssignalen, die aus der Kreuzmodulation der Komponenten aus dem Eingangssignal des Pilotsignals abgeleitet wurden. Die Verwendung eines Eintonsignals weist ebenfalls den Vorteil auf, dass es aus dem Ausgangssignal des Verstärkers unter Verwendung eines direkten und effizienten Verfahrens bis zu einem hohen Unterdrückungsgrad entfernt werden kann.

[0016] In einer zweiten bevorzugten Ausführungsform ist das Pilotsignal ein Mehrtonsignal. In dieser Ausführungsform erkennt das Fehlerkorrekturmittel vorzugsweise die Gegenwart von Verzerrungssignalen, die aus der Intermodulation der Mehrtonpiloten signale abgeleitet wurden. Das Mehrtonpilotenignal kann ein Zweitonsignal oder jede andere geeignete Anzahl von Tönen (moduliert oder anders) sein.

[0017] In Ausführungsformen, in welchen das Pilotenignal ein Tonsignal enthält, kann die Frequenz des Tonsignals frequenzgesprungen oder mit einem geeigneten Modulationsformat moduliert oder beides sein. Das Frequenzspringen stellt einen Vorteil bereit, dass Pilotenale, die mit dem Eingangssignal kollidieren, mit nicht kollidierenden Pilotenignalen ausgetauscht werden können.

[0018] In einer dritten bevorzugten Ausführungsform wird das Pilotenignal aus dem Eingangssignal abgeleitet. In dieser Ausführungsform kann das Pilotenignal eine frequenzumgesetzte absichtlich modulierte oder absichtlich verzerrte Kopie des Eingangssignals sein.

[0019] In einer bevorzugten Ausführungsform umfasst das Vorverzerrermittel einen Eingangssignalpfad zum Empfangen eines Eingangssignals, welches verstärkt werden muss, und einen Verzerrpfad, in welchem ein Eingangssignal vom Eingangssignalpfad verarbeitet wird, um ein Verzerrungssignal zu erzeugen, welches mit dem Eingangssignal in dem Eingangssignalpfad kombiniert wird, um das vorverzerrte Eingangssignal zu erzeugen.

[0020] Der Verzerrpfad enthält vorzugsweise ein

Mittel zum Einstellen des Verzerrungssignals in Abhängigkeit vom Fehlerkorrektursignal und das Einstellmittel kann das Einstellen des Verzerrungssignals der Phase und der Amplitude nach ermöglichen. [0021] In einer Ausführungsform umfasst das Einstellmittel einen einstellbaren Phasenschieber und ein einstellbares Dämpfungsglied.

[0022] In einer anderen Ausführungsform umfasst das Einstellmittel ein phasengleiches Einstellmittel und ein Quadraturphasen-Einstellmittel.

[0023] Vorzugsweise stimmt das Korrekturmittel das Verstärkerausgangssignal auf das Verzerrungssignal ab, um das Fehlerkorrektursignal zu erzeugen.

[0024] Gemäß einem zweiten Gesichtspunkt der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Linearisieren eines Verzerrelementes bereitgestellt, das einen Vorverzerrerschritt, in welchem ein Eingangssignal, das durch das Verzerrelement verarbeitet werden muss, verarbeitet wird, um ein vorverzerrtes Eingangssignal zu erzeugen, welches einem Eingang des Verzerrelementes zugeführt wird, einen Pilotenzeugungsschritt, in welchem ein Pilotsignal in dem Eingangssignal erzeugt wird, und einen Fehlerkorrekturschritt, in welchem die Gegenwart von Verzerrungssignalen, die aus dem Pilotsignal in dem Verzerrelement abgeleitet wurden, im Ausgangssignal des Verzerrelementes erkannt wird, um ein Fehlerkorrektursignal zu erzeugen, welches den Schritt des Verarbeitens des Eingangssignals steuert, beinhaltet.

[0025] Vorzugsweise ist das Verzerrelement ein Verstärker.

[0026] Gemäß einem dritten Gesichtspunkt der vorliegenden Erfindung wird ein Steuercriss zum Steuern eines Vorverzerrerabschnitts eines Vorverzerrerverstärkers bereitgestellt, wobei der Kreis ein Pilotengeneratormittel zum Koppeln an einen Eingang des Vorverzerrerabschnitts, um ein Pilotsignal zu den Signalen hinzuzufügen, die in den Vorverzerrerverstärker eingegeben wurden, und ein Fehlerkorrekturmittel zum Koppeln an einen Ausgang des Verstärkers, um Signale abzutasten, die vom Verstärker ausgegeben wurden, und um die Gegenwart von Verzerrungssignalen zu erkennen, die aus dem hinzugefügten Pilotsignal abgeleitet wurden, und zum Koppeln an Einstellschaltungen im Vorverzerrerabschnitt, um den Vorverzerrer in Abhängigkeit von den erkannten Verzerrungssignalen einzustellen, aufweist.

[0027] Vorzugsweise verwenden in jedem Gesichtspunkt der Erfindung das Pilotsignal und/oder die Fehlerkorrektur Verfahren der digitalen Signalverarbeitung (DSP/digital signal processing), um den Effekt von Gleichstromabweichungen, die durch analoge Bauelemente erzeugt werden, zu verringern. Im Idealfall beinhaltet dies die Frequenzverschiebung des Pilotsignals und/oder des Fehlerkorrektursignals durch eine Tonfrequenz zum Beispiel, um phasenunabhängige Informationen sicherzustellen.

[0028] Weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung gehen aus der Beschreibung unten hervor.

[0029] Die Ausführungsformen der Erfindung werden nun beispielhaft mit Bezug auf die beiliegenden Zeichnungen beschrieben, in welchen zeigen:

[0030] **Fig. 1** – ein Blockschaltbild eines skalaren polynomiaelen Vorverzerrers mehrfacher Ordnung;

[0031] **Fig. 2** – ein Blockschaltbild eines vektoriellen polynomiaelen Vorverzerrers mehrfacher Ordnung;

[0032] **Fig. 3** – ein Blockschaltbild der Schaltung zum Erzeugen einer Verzerrungskomponente dritter Ordnung, die zur Verwendung in den polynomiaelen Vorverzerrern von **Fig. 1** und **2** geeignet ist;

[0033] **Fig. 4** – ein Blockschaltbild einer Rückkopplungs-Steuerschaltung zur Verwendung in der Schaltung von **Fig. 3**;

[0034] **Fig. 5** – ein Blockschaltbild einer verbesserten Rückkopplungs-Steuerschaltung, die Verfahren der digitalen Signalverarbeitung nutzt, zur Verwendung in der Schaltung von **Fig. 3**;

[0035] **Fig. 6** – ein Blockschaltbild einer Schaltung zum Erzeugen der Verzerrungskomponenten dritter und fünfter Ordnung, die zur Verwendung in den polynomiaelen Vorverzerrern von **Fig. 1** und **2** geeignet ist;

[0036] **Fig. 7** – ein Blockschaltbild einer alternativen Schaltung zum Erzeugen von Verzerrungskomponenten dritter und fünfter Ordnung, die zur Verwendung in den polynomiaelen Vorverzerrern von **Fig. 1** und **2** geeignet ist;

[0037] **Fig. 8** – ein Blockschaltbild einer Schaltung zum Erzeugen einer Verzerrungskomponente fünfter Ordnung, die auf der Schaltung von **Fig. 6** basiert und eine Rückkopplungs-Steuerschaltung beinhaltet;

[0038] **Fig. 9a** – ein Blockschaltbild einer Schaltung zum Erzeugen der Verzerrungskomponenten dritter, fünfter und siebenter Ordnung;

[0039] **Fig. 9b** – ein Blockschaltbild einer Schaltung zum Erzeugen der Verzerrungskomponenten zweiter, dritter, vierter, fünfter, sechster und siebenter Ordnung;

[0040] **Fig. 10a, 10b, 10c, 10d, 10e, 10f** – Frequenzspektren für Signale, die an verschiedenen Punkten in den Schaltungen von **Fig. 1** bis **9** in Betrieb kommen;

[0041] **Fig. 11** – ein Blockschaltbild, das ein pilotbasiertes Steuerschema zum Steuern eines Vorverzerrerverstärkers zeigt;

[0042] **Fig. 12** – ein Frequenzspektrum eines Verstärkerausgangs, wenn ein CW-Pilotsteuerschema verwendet wird;

[0043] **Fig. 13** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreraanordnung, die auf dem Vorverzerrerverstärker von **Fig. 1** basiert und weiterhin ein Steuerschema beinhaltet, das auf einem CW-Pilotsignal basiert;

[0044] **Fig. 14** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreraanordnung unter Verwendung eines vektoriellen Vorverzerrers einfacher Ordnung mit einem Steuersystem, das auf einem CW-Piloten basiert;

[0045] **Fig. 15** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreraanordnung, wie in **Fig. 14** gezeigt, und erweitert, um einen Vorverzerrer mehrfacher Ordnung und ent-

sprechende Steuerung zu beinhalten;

[0046] **Fig. 16** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreranordnung, die einen alternativen Mechanismus zum Erkennen des restlichen IMD-Pegels um das Pilotenignal herum nutzt, auf der Basis des vektoriellen Vorverzerrers mehrfacher Ordnung von **Fig. 14**;

[0047] **Fig. 17** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreranordnung, die ein Steuerschema beinhaltet, das auf einem Zweitton-Pilotenignal basiert;

[0048] **Fig. 18** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreranordnung unter Verwendung eines vektoriellen Vorverzerrers einfacher Ordnung mit einem Steuersystem, das auf einem Zweitton-Pilotenignal basiert;

[0049] **Fig. 19** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreranordnung unter Verwendung eines vektoriellen Vorverzerrers mehrfacher Ordnung mit einem Steuersystem, das auf einem Zweittonpiloten basiert;

[0050] **Fig. 20** – ein Blockschaltbild einer verbesserten Version der Vorverzerreranordnung von **Fig. 19**, die ein Quadratur-Abwärtskonvertierungsschema in der Rückkopplungsschaltung beinhaltet; und

[0051] **Fig. 21** – ein Blockschaltbild einer Vorverzerreranordnung, die ein Steuersystem nutzt, das auf einem Pilotenignal basiert, das aus dem Eingangssignal erzeugt wurde.

[0052] Verschiedene Arten von Vorverzerrern werden nun beispielhaft beschrieben, gefolgt von Beschreibungen der pilotbasierten Steuermechanismen, die zur Verwendung mit diesen Vorverzerrern geeignet sind.

#### Vorverzerrer

[0053] Mit Bezug auf **Fig. 1** ist ein polynomialer Vorverzerrer **200** mehrfacher Ordnung gezeigt, der einen Eingang zum Empfangen eines RF-Eingangssignals und einen Ausgang zum Zuführen eines vorverzerrten Signals an einen RF-Leistungsverstärker **100** aufweist. Das RF-Eingangssignal, das am Eingang des Vorverzerrers empfangen wurde, wird durch den Splitter **205** zwischen zwei Kanälen oder Pfaden geteilt, dem Hauptpfad **210**, der das Haupt-RF-Signal zur anschließenden Verstärkung zuführt, und dem Verzerrpfad **215**, der mehrfache Ordnungen der Verzerrung zum Hinzufügen zum Haupt-RF-Signal zuführt.

[0054] Das Haupt-RF-Eingangssignal vom Hauptpfad **210** und das Verzerrungssignal vom Verzerrpfad **215** werden im Addierer **220** addiert, bevor sie im RF-Leistungsverstärker **100** verstärkt werden. Der Hauptpfad beinhaltet ein Zeitverzögerungselement **225**, um sicherzustellen, dass das Haupt-RF-Signal und das Verzerrungssignal am Addierer **220** zusammen treffen. Bei einer idealen Arbeitsweise des Vorverzerrers wird das Ausgangssignal vom RF-Leistungsverstärker **100** eine linear verstärkte Version des RF-Eingangssignals darstellen. Ein Beispiel eines möglichen RF-Eingangssignals in Form von zwei dicht angeordneten Frequenztönen ist in **Fig. 10a** gezeigt.

[0055] Das RF-Signal, das in den Verzerrpfad **215** eintritt, wird auf eine Verzerrerzeugungsschaltung **230**, welche auf dem RF-Eingangssignal arbeitet, um einen Satz von nichtlinearen Verzerrungskomponenten zu erzeugen, die jeweils einer besonderen Ordnung der Verzerrung entsprechen, zugeführt. In **Fig. 1** sind die Ordnungen der Verzerrung, die an den drei Ausgangspfaden der Verzerrerzeugungsschaltung **230** erzeugt wurden, dritter Ordnung, fünfter Ordnung und siebenter Ordnung, die als Frequenzspektren in **Fig. 9b**, **9c** und **9d** entsprechend veranschaulicht sind. Es ist ebenfalls möglich Verzerrungskomponenten höherer Ordnung für die Verzerrerzeugungsschaltung zu erzeugen, wie zum Beispiel neunter Ordnung, oder nur Verzerrungskomponenten dritter Ordnung oder dritter und fünfter Ordnung zu erzeugen.

[0056] Die Signale, die von der Verzerrerzeugungsschaltung **230** erzeugt wurden, werden unabhängig in Phase durch den Satz der einstellbaren Phasenschieberkomponenten **235** eingestellt, um etwaige unterschiedliche Phasenverschiebungen zu kompensieren, die in der Verzerrerzeugungsschaltung **230** auftreten. Die Verzerrungssignale werden danach unabhängig der Amplitude nach durch den Satz der einstellbaren Dämpfungsglieder **240** eingestellt. Die Amplitudeneinstellung stellt sicher, dass die relativen Pegel der separaten Verzerrungskomponenten eingestellt werden, um korrekt den relativen Pegeln der Ordnungen der Verzerrung zu entsprechen, die wirklich im RF-Leistungsverstärker **100** erzeugt wurden.

[0057] Die korrekt eingestellten Signale, die die Verzerrung der dritten, der fünften und der siebenten Ordnung darstellen, werden dann im Addierer **245** addiert, um ein einzelnes Verzerrungssignal mehrfacher Ordnung zu erzeugen. Dieses Signal wird einem RF-Verstärker **250** zugeführt, welcher den Pegel des Verzerrungssignals mehrfacher Ordnung bezüglich des Haupt-RF-Signals auf dem Hauptpfad **210** steuert.

[0058] Wie vorher erörtert wurde, arbeitet ein Vorverzerrer durch Vorverzerrern eines Eingangssignals in einem umgekehrten Sinn zu der Verzerrung, die durch den Verstärker erzeugt wird. In dem Vorverzerrer von **Fig. 1** werden Verzerrungskomponenten höherer Ordnung bei einer geeigneten Phase zu dem Eingangssignal addiert, um die entsprechende Verzerrung zu unterdrücken, die innerhalb des Verstärkers erzeugt wurde. Dies setzt voraus, dass die Verzerrungssignale, die in dem Verstärker erzeugt werden, phasengleich mit dem Signal sind, das verstärkt wird, d. h. den Verzerrungsergebnissen von einer überwiegend Amplitudenmodulation-zu-Amplitudenmodulation-Übertragungskennlinie (AM-AM) im Verstärker. Entsprechend kann der Vorverzerrer von **Fig. 1** als ein skalarer Vorverzerrer bezeichnet werden.

[0059] Es ist jedoch ein anderer Verzerrung erzeugender Effekt vorhanden, der mit Leistungsverstärkern verbunden ist, welcher sich aus einer Amplitu-

denmodulation-zu-Phasenmodulation-Übertragungskennlinie (AM-PM) in dem Verstärker ergibt. Diese Form der Verzerrung ist durch Phasenänderungen im verstärkten Signal gekennzeichnet, welche von den Amplitudenänderungen des Eingangssignals abhängig sind.

[0060] Ein skalarer Vorverzerrer wird nur imstande sein, einen Verstärker unter Verwendung der AM-AM-Kompensation bis zu einem Punkt zu linearisieren, wo die AM-PM-Verzerrung über der AM-AM-Verzerrung dominierend wird. Für Verstärker mit einem kleinen Anteil der AM-PM-Umsetzung, wie zum Beispiel hochwertige Verstärker der Klasse A, ist dies im Allgemeinen kein Problem. Probleme jedoch können in Situationen auftreten, wo die Größe der AM-PM-Verzerrung in einem Verstärker mit der Größe der AM-AM-Verzerrung vergleichbar ist, oder wo es erforderlich ist, einen hohen Grad der Linearisierung in der Vorverzerrer/Verstärker-Kombination zu haben, in deren Situationen ein skalarer Vorverzerrer weniger effektiv arbeiten wird. In einem Verstärker der Klasse C zum Beispiel ist die AM-PM-Verzerrung gewöhnlich von einer ähnlichen Größe wie die AM-AM-Verzerrung und folglich wird ein skalarer Vorverzerrer eine kleine oder keine Verbesserung der Verstärkerlinearität zeigen. Entsprechend braucht sich in der Situation, wo ein skalarer Vorverzerrer eine polynomiale Approximation fünfter Ordnung oder höher verwendet, die Verbesserung der AM-AM-Kompensation nicht durch eine entsprechende Verbesserung der Verstärkerlinearität aufgrund einer leistungsbegrenzenden AM-PM-Verzerrung widerspiegeln.

[0061] Die Kombination der AM-AM- und der AM-PM-Übertragungskennlinien eines Verstärkers kann auf eine phasengleiche I-Übertragungskennlinie des Verstärkers und eine Quadraturphasen-Q-Übertragungskennlinie des Verstärkers abgebildet werden. Ein Vorverzerrer, welcher umgekehrte Verzerrungskomponenten einzeln in jedem der I- und Q-Kanäle erzeugt, kann folglich die verstärkererzeugte I- und Q-Kanalverzerrung kompensieren, die durch die nichtlinearen I- und Q-Übertragungskennlinien des Verstärkers verursacht werden. Solch ein Vorverzerrer kann als ein vektorieller Vorverzerrer infolge der Verwendung gegenseitig orthogonaler I- und Q-Vorverzerrerkomponenten bezeichnet werden, welche einen Verzerrungssignalvektor im Signalraum definieren können.

[0062] **Fig. 2** ist ein Blockschaltbild, das einen vektoriellen Vorverzerrer zeigt, welcher die Vorverzerrung dritter, fünfter und siebenter Ordnung in sowohl dem phasengleichen I-Kanal, als auch dem Quadraturphasen-Q-Kanal kompensiert. Dieser vektorielle Vorverzerrer ist eine modifizierte Version des skalaren Vorverzerrers von **Fig. 1** und gleiche Merkmale sind mit den gleichen Bezugszeichen gekennzeichnet.

[0063] Die in **Fig. 2** gezeigte Lösung verwendet Mischer oder Vervielfacher, die mit Gleich-

strom-Steuersignalen gespeist werden, um einen echten 360-Grad-Vektormodulator in jeder der Nichtlinearitätsordnungen bereitzustellen.

[0064] Verschiedene Versionen einer Verzerrerzeugungsschaltung, die für die Verwendung in den skalaren und vektoriellen Vorverzerrern von **Fig. 1** und **2** geeignet sind, werden nun mit Bezug auf die in **Fig. 3** bis **9** gezeigten Blockschaltbilder und die Frequenzspektren in **Fig. 10** beschrieben.

[0065] **Fig. 3** zeigt ein Blockschaltbild einer Schaltung zum Erzeugen einer Verzerrungskomponente dritter Ordnung. Das RF-Eingangssignal, das in die Schaltung eintritt, wird durch den Splitter **405** dreifach geteilt. Eines der RF-Signale wird anschließend in den ersten Eingang eines Mischers oder Vervielfachers **410** über einen Richtkoppler **415** zugeführt. Der Richtkoppler tastet einen Abschnitt des RF-Signals ab, welches in den zweiten Eingang des Mischers **410** über ein Dämpfungsglied **420** zugeführt wird. Durch Mischen der zwei Versionen des gleichen RF-Eingangssignals erzeugt der Ausgang des Mischers **410** im Idealfall ein Rechteck-RF-Signal, welches Frequenzkomponenten in einem Gleichstrombereich, d. h. bei niedrigen Frequenzen, und Frequenzkomponenten in einem zweiten Oberwellenbereich, d. h. bei doppelten Ausgangsfrequenzen, enthält. Das Frequenzspektrum des Rechteck-RF-Signals ist in **Fig. 10e** dargestellt.

[0066] Das Rechteck-RF-Signal, das vom Mischer **410** ausgegeben wurde, wird anschließend in den ersten Eingang eines Mischers **425** über ein Dämpfungsglied **430** und ein Gleichstrom-Einspeisungssummierglied **435** zugeführt. Ein anderes RF-Eingangssignal vom Splitter bildet den zweiten Eingang zum Mischer **425** und kann über einen Pfad **440** zugeführt werden, der ein Zeitverzögerungselement (nicht gezeigt) beinhaltet, um sicherzustellen, dass die zwei Mischereingangssignale phasengleich sind. Durch Mischen des Rechteck-RF-Signals mit dem ursprünglichen RF-Eingangssignal erzeugt der Ausgang des Mischers **425** im Idealfall ein reines kubisches Signal. Das Frequenzspektrum des kubischen RF-Signals ist in **Fig. 10f** dargestellt (nach der Filtrierung, um den Gleichstrombereich, die harmonischen und dritten harmonischen Komponenten zu eliminieren).

[0067] Um die verbesserte Steuerung der Erzeugung der Komponenten dritter Ordnung zu ermöglichen, ist es vorzugsweise, möglichst viel der im Ausgangssignal anwesenden Eingangstonenergie zu entfernen. Mit Bezug auf die Schaltung von **Fig. 3** wird dies durch Einspeisen eines Gleichstromsignals über einen Addierer **435** in das Rechteck-RF-Signal auf einem geeigneten Pegel erreicht, so dass beim Mischen mit dem RF-Eingangssignal die Eingangsenergie an dem Ausgang der Schaltung unterdrückt wird. Die in **Fig. 3** gezeigte Position der Einspeisung des Gleichstromsignals ist vorzugsweise, da der Pegel des RF-Eingangssignals zu dem Mischer **410** relativ hoch ist, und ist als ein hoher Sicherheitsgrad

bekannt. Die gleiche Unterdrückung der Eingangsentnergie kann jedoch, wenn auch weniger effizient und weniger vorhersagbar, durch Einspeisen eines Gleichstromsignals an anderen Positionen in der Verzerrerzeugungsschaltung erreicht werden.

[0068] Obgleich der Gleichstromsignalpegel eingestellt werden kann, um die Unterdrückung der Eingangssignalenergie in dem Ausgangssignal der Verzerrerzeugungsschaltung zu maximieren, werden Schwankungen und das Driften der verschiedenen Signale innerhalb der Schaltung als eine Folge von zum Beispiel Temperaturschwankungen der Schaltungsbauelemente, Alterung von Schaltungsbauelementen, unvorhersagbaren Schwankungen der Speisespannungen und Schwankungen des Pegels des bzw. der Eingangssignale auftreten. Die Verzerrerzeugungsschaltung beinhaltet daher eine automatische Steuervorrichtung 445 zum Initialisieren, Aufrechterhalten und Steuern des Gleichstromsignals auf dem richtigen Pegel für die maximale Unterdrückung der Eingangssignalenergie. Die automatische Steuervorrichtung arbeitet unter Verwendung eines Rückkopplungsschleifenprinzips. Das Ausgangssignal der Verzerrerzeugungsschaltung wird durch einen Splitter 450 abgetastet und in einen Eingang der Steuervorrichtung zugeführt. Ein zweiter Eingang der Steuervorrichtung empfängt ein RF-Eingangssignal vom Splitter 405, vorzugsweise über ein Zeitverzögerungselement (nicht gezeigt), und dient als ein Referenzsignal für den RF-Eingang. Die automatische Steuervorrichtung vergleicht den Abtastwert von dem Ausgang mit dem Referenzsignal des RF-Eingangs und stellt als einen Ausgang einen Gleichstromsignalpegel bereit, der von dem Pegel der RF-Eingangssignalenergie abhängig ist, die in dem Ausgangsabtastwert erkannt wurde.

[0069] **Fig. 4** zeigt eine Ausführung der automatischen Steuervorrichtung, in welcher ein Auswertemischer 455 an einem Eingang den Abtastwert des Ausgangssignals und an einem anderen Eingang das Referenzeingangssignal empfängt. Der Auswertemischer gibt ein Signal aus, das Komponenten in einem Bereich von Frequenzen enthält. Das Ausgangssignal jedoch des interessierenden Auswertemischers ist die Gleichstromsignalkomponente, welche ein Maß der Überlappung der unerwünschten Eingangssignalenergie im Ausgangssignal mit dem Referenzeingangssignal bereitstellt. Dieses Gleichstromausgangssignal wird von den anderen Signalkomponenten in dem Ausgangssignal des Auswertemischers durch Integration des Ausgangssignals im Integrierglied 460 getrennt. Das Integrierglied weist eine Zeitkonstante auf, die lang genug ist, um die unerwünschten Nichtgleichstrom-Signalkomponenten zu entfernen, aber kurz genug sind, um die Millisekundenreaktion in der Rückkopplung bereitzustellen. Der Gleichstromausgang des Integrierglieds stellt das Gleichstromsignal zur Einspeisung in den Addierer 435 bereit.

[0070] **Fig. 5** zeigt eine modifizierte automatische

Steuervorrichtung, welche Offsetfrequenz- und DSP-Verfahren (digital signal processing/digitale Signalverarbeitung) enthält, um störende Gleichstromabweichungen zu eliminieren. Obgleich die Schaltung komplexer als die Schaltung von **Fig. 4** ist, bedeutet die Integration der Nicht-DSP-Komponenten an einem anwendungsspezifischen integrierten Schaltkreis (AISC/application specific integrated circuit), dass die höhere Anzahl der Bauelemente nicht wesentlich die Kosten dieser Lösung erhöhen sollte. Die automatische Steuervorrichtung beinhaltet die gleichen zwei Eingänge und einen Ausgang wie die Schaltung von **Fig. 4** und arbeitet folgendermaßen. Ein niederfrequenter (NF) Festoszillator 465, der in dem digitalen Bereich eines digitalen Signalprozessors (DSP) 470 arbeitet, stellt über einen Digital-Analog-Wandler 475 ein Niederfrequenz-Tonsignal an einen Eingang eines Mischers 480 bereit. Das NF-Tonsignal ist im Idealfall auf einer Tonfrequenz  $f_{LF}$  zwischen 1 und 5 kHz. Das zweite Eingangssignal zu dem Mischer 480 ist der Ausgangsabtastwert, der durch den in **Fig. 3** gezeigten Splitter 450 geliefert wird, und enthält Signalkomponenten auf einer relativ höheren Frequenz als das NF-Tonsignal, z. B. zwischen 100 und 2.000 MHz. Der Sinn des Mischens des Ausgangsabtastwertes mit dem NF-Tonsignal besteht darin, ein Abbild des nach unten in der Frequenz um  $f_{LF}$  verschobenen Ausgangsabtastwertes zu erzeugen und ein Abbild des nach oben in der Frequenz um  $f_{LF}$  verschobenen Ausgangsabtastwertes zu erzeugen. Das Ausgangssignal des Mischers 480 wird durch ein Hochpassfilter 485 verarbeitet, welches eine Grenzfrequenz aufweist, die so ausgewählt wurde, dass das Filter 485 jedes Ableiten des NF-Tonsignals durch den Mischer 480 entfernt. Der Ausgangsabtastwert der Frequenzabweichung wird anschließend dem Eingang eines Auswertemischers 490 zugeführt, während ein zweiter Eingang das Referenz-RF-Eingangssignal empfängt. Wie in der Vorrichtung von **Fig. 4** stellt der Auswertemischer 490 an seinem Ausgang ein Signal bereit, das Komponenten in einem Bereich von Frequenzen enthält. In dieser Vorrichtung ist es jedoch die Signalkomponente auf der Tonfrequenz  $f_{LF}$ , welche ein Maß der Überlappung der unerwünschten Eingangssignalenergie in dem Ausgangssignal mit dem Referenzeingangssignal bereitstellt.

[0071] Nach dem Umwandeln des Ausgangssignals des Auswertemischers 490 zurück in den digitalen Bereich der digitalen Signalverarbeitung (DSP) unter Verwendung des Analog-Digital-Wandlers 495 wird das Signal einem digitalen Mischer 500 zugeführt. Es sollte erwähnt werden, dass der digitale Signalprozessor und der Analog-Digital-Wandler im Idealfall zum Verarbeiten von Signalen bei Tonfrequenz geeignet sind und daher die erforderliche Signalkomponente auf der Tonfrequenz  $f_{LF}$  genau verarbeiten können. Der digitale Mischer 500 mischt das Ausgangssignal des Auswertemischers 490 mit dem NF-Tonsignal von dem NF-Festoszillator 465, um die erforder-

liche Signalkomponente ebenfalls auf der Tonfrequenz in ein Gleichstromsignal zu wandeln. Wie in der Vorrichtung von **Fig. 4** wird dieses Gleichstromsignal von den anderen Signalkomponenten getrennt, die in dem Auswertemischer erzeugt werden, durch Integration des Ausgangssignals des digitalen Mischer in einem digitalen Integrierglied **505**. Jedoch im Gegensatz zu der Vorrichtung von **Fig. 4** ist die Offsetfrequenzvorrichtung gegen das Ausbauen von störenden Gleichstromsignalen in dem analogen Bereich unempfindlich, d. h. in den Mischer **480**, **490**, dem D/A **475**, dem A/D **495** und dem Hochpassfilter **485**. Die potentiell schädlichen Gleichstromsignale treten in den digitalen Signalprozessor über den Analog-Digital-Wandler (A/D) **495** ein, werden aber sofort in die Tonsignalfrequenz  $f_{LF}$  durch den digitalen Mischer **500** gewandelt und werden später in dem Integrierglied **505** unterdrückt. Da der digitale Mischer **500** und das Integrierglied **505** beide in dem digitalen Bereich des digitalen Signalprozessors (DSP) arbeiten, spüren sie nicht die Probleme ihrer analogen Gegenstücke wie zum Beispiel die Signalableitung oder die Erzeugung der störenden Gleichstromabweichung aufgrund von Temperatur- oder Stromversorgungsschwankungen. Der Gleichstromsignalausgang vom Integrierglied stellt über den Digital-Analog-Wandler **510** das Gleichstromsignal zur Einspeisung in den Addierer **435** von **Fig. 3** bereit.

[0072] **Fig. 6** und **7** sind Blockschaltbilder von zwei alternativen Ausführungsformen einer Schaltung zum Erzeugen von Verzerrungskomponenten dritter und fünfter Ordnung und basieren auf den Entwurfs- und Grundprinzipien der Arbeitsweise der Erzeugungsschaltung dritter Ordnung von **Fig. 3**. Gleiche Komponenten wurden daher mit gleichen Bezeichnungen gekennzeichnet.

[0073] In der Erzeugungsschaltung von **Fig. 6** wird das Signal zweiter Ordnung in einen zweiten Pfad **515** durch einen Splitter **520** geteilt und das Signal dritter Ordnung wird in einen zweiten Pfad **525** durch einen Splitter **530** geteilt. Der Pegel des Signals zweiter Ordnung in dem Pfad **515** und der Pegel des Signals dritter Ordnung in dem Pfad **525** werden durch einen RF-Verstärker **535** und ein Dämpfungsglied **540** entsprechend eingestellt. Die eingestellten Signale zweiter und dritter Ordnung werden danach im Mischer **545** gemischt, um ein RF-Ausgangssignal fünfter Ordnung zu erzeugen. Ein zweites Gleichstrom-Einspeisungssignal wird zu dem Pfad **515** für das Signal zweiter Ordnung zum Mischen mit dem Signal dritter Ordnung in dem Pfad **525** hinzugefügt. Durch Einstellen des zweiten Gleichstromsignals auf einen geeigneten Pegel können die Signale dritter Ordnung, die sonst in dem RF-Ausgangssignal fünfter Ordnung vorhanden wären, unterdrückt werden.

[0074] In der Erzeugungsschaltung von **Fig. 7** wird das RF-Eingangssignal weiterhin durch einen Splitter **550** in die Pfade **555** und **560** geteilt und das Signal dritter Ordnung wird durch einen Splitter **530** in einen Pfad **525** geteilt. Das Signal dritter Ordnung wird ent-

sprechend durch die Dämpfungsglieder **565** und **570** gedämpft, welche ihrerseits die Mischer **575** und **580** speisen. Die Mischer **575** und **580** mischen das Signal dritter Ordnung mit den RF-Eingangssignalen in den Pfaden **555** und **560** entsprechend. Der Ausgang des ersten Mischer **575** erzeugt ein Signal vierter Ordnung und der Ausgang des zweiten Mischer **580** erzeugt das Verzerrungssignal fünfter Ordnung für die Ausgabe.

[0075] An der Erzeugungsschaltung von **Fig. 7** durchgeführte Simulationen haben gezeigt, dass für die Erzeugung der Verzerrung fünfter Ordnung die erste Gleichstromeinspeisung (DC1) an den Addierer **435** nicht erforderlich sein braucht. Die zweite Gleichstromeinspeisung (DC2) kann eine bedeutsame Unterdrückung sowohl der Hauptsignalenergie, als auch der Energie dritter Ordnung bereitstellen, indem nur die gewünschte Verzerrung fünfter Ordnung übrig gelassen wird. Das Entfernen der ersten Gleichstromeinspeisung erlaubt die einfachere Steuerung der Erzeugung der Verzerrung fünfter Ordnung. Ein Nachteil dieser Lösung ist jedoch, dass der Ausgang dritter Ordnung nicht mehr ein reines Verzerrungssignal dritter Ordnung enthält.

[0076] **Fig. 8** zeigt die Schaltung von **Fig. 6** ohne die erste Gleichstromeinspeisung und mit einer Rückkopplungs-Steuervorrichtung, welche die übrig bleibende zweite Gleichstromeinspeisung an den Addierer steuert und aufrechterhält. Diese Rückkopplungs-Steuervorrichtung funktioniert in einer ähnlichen Weise wie in der Erzeugungsschaltung dritter Ordnung, mit der Ausnahme, dass ein Abtastwert des Ausgangs fünfter Ordnung mit einem Referenzsignal verglichen wird, das von dem Ausgang dritter Ordnung abgetastet wird. Das Rückkopplungs-Gleichstromsignal stellt daher ein Maß der Überlappung sowohl der unerwünschten Eingangssignalenergie, als auch der Energie des Signals dritter Ordnung in dem Ausgangssignal fünfter Ordnung bereit. Die Rückkopplungs-Steuervorrichtung kann unter Verwendung der Rückkopplungsschaltung von **Fig. 4** oder **Fig. 5** realisiert werden.

[0077] **Fig. 9a** ist ein Blockschaltbild, das eine Schaltung zum Erzeugen eines Verzerrungssignals siebenter Ordnung zeigt, auf der Basis des Prinzips, das in der Erzeugungsschaltung fünfter Ordnung von **Fig. 6** verwendet wird. Das Signal fünfter Ordnung wird mit dem Signal zweiter Ordnung kombiniert, um ein Verzerrungsausgangssignal siebenter Ordnung zu erzeugen. Ähnliche Gleichstromeinspeisungs- und Steuervorrichtungen zu den oben beschriebenen können ebenfalls mit diesem System verwendet werden, um die Erzeugung von IMD-Produkten nur siebenter Ordnung (d. h. ohne die ursprünglichen Eingangssignale oder Produkte dritter oder fünfter Ordnung) zu ermöglichen.

[0078] **Fig. 9b** ist ein Blockschaltbild einer Schaltung zum Erzeugen von Verzerrungskomponenten zweiter, dritter, vierter, fünfter, sechster und siebenter Ordnung. Das RF-Eingangssignal wird in drei Pfade

durch einen Splitter 405 geteilt und ein Pfad wird wieder in zwei Pfade durch einen Splitter 406 geteilt, und diese zwei Pfade werden in einem Mischer 410 kombiniert, um nach dem Durchgang durch ein Tiefpassfilter 407 die Komponente zweiter Ordnung zu erzeugen.

[0079] Diese Komponente zweiter Ordnung wird ihrerseits in drei Teile durch einen Splitter 409 geteilt, einen ersten Pfad, der ein Ausgangspfad zweiter Ordnung ist, einen zweiten Pfad, der zu der Schaltungsanordnung für die Erzeugung der dritten, vierten und fünften Ordnung führt, und einen dritten Pfad, der zu der Schaltungsanordnung für die Erzeugung der sechsten und siebenten Ordnung führt. Der zweite Pfad wird wieder durch einen Splitter 411 in drei Pfade geteilt, von denen ein erster mit einem ersten Gleichstromsignal DC1 in einem Addierer 412 kombiniert wird, um jede Komponente der Hauptordnung zu unterdrücken, die in dem Ausgangssignal der Komponente dritter Ordnung vorhanden ist, nachdem die Komponente zweiter Ordnung mit dem RF-Eingangssignal der Hauptordnung in einem Mischer 425 kombiniert wird, um die Komponente dritter Ordnung zu erzeugen.

[0080] Die Komponenten zweiter Ordnung in dem zweiten und dritten Ausgangspfad vom Splitter 411 werden in einem Mischer 414 kombiniert, um die Komponente vierter Ordnung zu erzeugen, nachdem sie in einem Tiefpassfilter 416 gefiltert wurden. Ein zweites Gleichstromsignal DC2 dient dazu, jede Komponente dritter Ordnung zu unterdrücken, die in dem Ausgangssignal der Komponente fünfter Ordnung vorhanden ist.

[0081] Die Komponente vierter Ordnung wird in drei Pfade geteilt, einen ersten Pfad, der ein Ausgangspfad vierter Ordnung ist, einen zweiten Pfad, der über einen Gleichstromaddierer 421 mit der Schaltungsanordnung für das Erzeugen der sechsten und siebenten Ordnung verbunden wird, und einen dritten Pfad, der über einen Gleichstromaddierer 418 mit einem Mischer 419 verbunden wird, in welchem die Komponente vierter Ordnung mit dem RF-Eingangssignal der Hauptordnung kombiniert wird, um die Komponente fünfter Ordnung zu erzeugen. Der Addierer 418 fügt ein Gleichstromsignal DC3 ein, das jede Komponente der Hauptordnung unterdrückt, die in dem Signal der Komponente fünfter Ordnung vorhanden sein kann. Die Komponente siebenter Ordnung vom Ausgang des Mixers 428 hat ebenfalls jede Komponente dritter Ordnung durch ein Gleichstromsignal DC4 unterdrückt. Das Signal vierter Ordnung wird mit der Komponente zweiter Ordnung in einem Mischer 423 kombiniert, um nach dem Durchgang durch ein Tiefpassfilter 424 ein Ausgangssignal der Komponente sechster Ordnung zu erzeugen. Ein Gleichstromsignal DC5 wird zu der Komponente zweiter Ordnung im Addierer 422 hinzugefügt, um jede Komponente fünfter Ordnung zu unterdrücken, die in dem Ausgangssignal siebenter Ordnung vom Mischer 428 vorhanden sein kann.

[0082] Die Komponente sechster Ordnung wird durch einen Splitter 426 in einen Ausgangspfad sechster Ordnung und einen Eingangspfad über einen Gleichstromaddierer 427 zu einem Mischer 428 geteilt, in welchem die Komponente sechster Ordnung mit dem RF-Eingangssignal der Hauptordnung kombiniert wird, um die Komponente siebenter Ordnung zu erzeugen. Das Gleichstromsignal DC6 im Addierer 427 dient dazu, jede Hauptsignalkomponente zu unterdrücken, die in dem Eingangssignal der Komponente siebenter Ordnung vorhanden ist.

#### Steuervorrichtung des Vorverzerrers

[0083] Mit Bezug auf das Blockschaltbild von Fig. 11 ist ein pilotbasiertes Steuerschema zum Steuern eines Vorverzerrerleistungsverstärkers 200, 100 gezeigt. Die Kombination des Vorverzerrers 200 und des Leistungsverstärkers 100 kann zum Beispiel jede der früher mit Bezug auf Fig. 1 bis 10 beschriebenen Kombinationen sein. Das pilotbasierte Steuersystem umfasst einen Pilotsignalgenerator 600, welcher ein Pilotsignal erzeugt, und eine Fehlerkorrekturschaltung 800, welche auf der Basis der vom Pilotsignal abhängigen Messungen alle Fehler der Gesamtleinarity des Systems korrigiert.

[0084] Das pilotbasierte Steuerverfahren von Fig. 11 arbeitet folgendermaßen. Das Pilotsignal von dem Pilotsignalgenerator 600 wird zur Schaltungsanordnung 700 zugeführt, welche das Pilotsignal in den RF-Eingangssignalpfad einspeist. Das Pilotsignal geht dann durch den vorverzerrten Verstärker zusammen mit dem RF-Eingangssignal hindurch.

[0085] Wenn der Vorverzerrer richtig eingestellt ist, wird der Leistungsverstärker 100 eine linear verstärkte Version sowohl des RF-Eingangssignals, als auch des Pilotsignals ausgeben. Eine linear verstärkte Version des reinen RF-Eingangssignals kann dann durch das gesteuerte Entfernen des verstärkten Pilotsignals aus dem Verstärkerausgangssignal unter Verwendung der Unterdrückungsschaltungsanordnung 750 erhalten werden.

[0086] Wenn der Vorverzerrer jedoch falsch eingestellt ist, wird der Verstärker eine nichtlineare verstärkte Version sowohl des RF-Eingangssignals, als auch des Pilotsignals ausgeben, d. h. das Ausgangssignal des Verstärkers wird eine Verzerrung enthalten. Die Verzerrungsprodukte, die an dem Verstärkerausgang erzeugt werden, können kategorisiert werden als: i) Intermodulationsverzerrung, die rein aus dem RF-Eingangssignal abgeleitet wird; ii) Intermodulationsverzerrung, die rein aus dem Pilotsignal abgeleitet wird; und iii) Verzerrung, die aus der Kreuzmodulation des Pilotsignals und des RF-Eingangssignals abgeleitet wird.

[0087] Eine Rückkopplungsschaltung 800, 850 arbeitet, um den Ausgang 850 des Leistungsverstärkers nach dem Entfernen des Pilotsignals abzutasten. Die Fehlerkorrekturschaltung 800 erkennt Signale in dem Ausgangsspektrum, welche aus dem Pilot-

signal angeleitet werden, d. h. die Verzerrungsprodukte nach Kategorie ii) oder iii). Auf der Basis dieser Erkennung erzeugt die Fehlerkorrekturschaltung ein Steuersignal, welches für die nichtlinearen Kennlinien der Kombination des Vorverzerrers und des Leistungsverstärkers stellvertretend ist. Dieses Steuersignal wird verwendet, um den Vorverzerrer **200** einzustellen und die Gesamtlinearität des Systems zu verbessern. Wenn das Steuersystem einen stationären Zustand erreicht und die Nichtlinearitäten des Gesamtsystems minimiert sind, wird das Steuersignal konstant bleiben, ausgenommen die Schwankungen, um Linearitätsfehler aufgrund von Temperaturschwankungen, Alterung von Bauelementen usw. zu korrigieren.

[0088] Es sollte erwähnt werden, dass die Minimierung der Verzerrung in dem Verstärkerausgangssignal, das aus dem Pilotsignal abgeleitet wurde, automatisch zu einer entsprechenden Minimierung der Verzerrung führt, die rein aus dem RF-Eingangssignal (Kategorie i)) abgeleitet wurde, indem so die vollständige Linearisierung des Gesamtsystems bereitgestellt wird.

[0089] Die Verwendung von Pilotsignalen stellt die leichtere Steuerung bereit, weil der Erkennungsvorgang in der Fehlerkorrekturschaltung auf die bekannten Kennlinien des Pilotsignals optimiert werden kann. Diese Optimierung kann zum Beispiel das Fokussieren der Erkennung auf einen bestimmten Frequenzbereich oder bestimmte Frequenztrennungen erfordern.

[0090] Verschiedene Pilotsignale können durch den Pilotsignalgenerator **600** erzeugt werden. Diese beinhalten Dauerstrich-Trägersignale (CW/continuous wave), Signale der Amplitudenmodulation (AM) mit vollem Träger, Signale der unterdrückten Amplitudenmodulation (AM), Einseitenbandsignale (SSB/single sideband), Signale der Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM/quadrature amplitude modulation), gefilterte quadratur-phasenumtastete Signale (QPSK/quadrature phase shift keyed), frequenzgesprungene trägermodulierte Signale oder Zweitonsignale. Eine Anforderung des Systems ist, dass die Pegel der Pilotsignale groß genug sein müssen, um einen vernünftigen Pegel der Verzerrungsprodukte bereitzustellen, während sie klein genug sind, um praktisch die vollständige Unterdrückung des Pilotsignals am Ausgang des Systems zu erlauben. Entsprechend kann der Pegel, auf welchem die Pilotsignale in den RF-Eingangspfad eingespeist werden, optimiert werden, um diese widersprüchlichen Anforderungen zu berücksichtigen.

[0091] Detaillierte Ausführungsformen auf der Basis der Anordnung von **Fig. 11** werden nun beschrieben, mit ähnlichen Merkmalen, die mit den gleichen Bezugssymbolen gekennzeichnet sind. Jede dieser Ausführungsformen verwendet digitale Signalverarbeitungsverfahren, welche mehrere Vorteile gegenüber den analogen Verfahren bereitstellen, wie mit Bezug auf den in **Fig. 5** verwendeten DSP erklärt ist.

[0092] Ein bemerkenswerter Vorteil der Verwendung von DSPs ist ihre Fähigkeit, Probleme mit dem Aufbau der Gleichstromabweichung und dem Drift zu überwinden.

[0093] Es sollte erwähnt werden, dass die Anordnung von **Fig. 11** ein Ausführungsbeispiel ist und andere Anordnungen für ein pilotbasiertes Steuerschema innerhalb des Anwendungsbereiches der vorliegenden Erfindung möglich sind.

#### CW-Pilotsignalsteuerung

[0094] Dieses pilotbasierte Steuerschema arbeitet durch Messung der Nichtlinearität, die in dem Verstärker **100** vorhanden ist, durch Einspeisen eines CW-Pilotsignals zusammen mit dem RF-Eingangssignal (obgleich im Allgemeinen bei einem viel niedrigeren Pegel) und durch Prüfung der Kreuzmodulationskomponenten, die dem CW-Pilotsignal aufgrund der Nichtlinearität, die in dem vorverzerrten Verstärker vorhanden ist, auferlegt werden. Ein typisches Ausgangsspektrum des Verstärkers **100** unter Verwendung dieses Verfahren ist in **Fig. 12** gezeigt. Die Kreuzmodulationskomponenten um das CW-Pilotsignal herum stellen alle relevanten Ordnungen der Verzerrung dar, die in dem Verstärker (dargestellt bis zur 7. Ordnung in **Fig. 12**) vorhanden sind und können folglich als ein Maß jeder Ordnung der Verzerrung für sich verwendet werden.

[0095] Da das Pilotsignal durch sowohl den Vorverzerrer **200**, als auch den nichtlinearen Verstärker **100** hindurchgeht, wird sich, so wie sich der Vorverzerrer **200** angleicht und sich die Linearität des Gesamtsystems verbessert, die auf dem Pilotsignal vorhandene Kreuzmodulation verringern. Diese Kreuzmodulation stellt daher ein ideales Maß der in dem System vorhandenen Nichtlinearität bereit.

[0096] Ein Vorteil der Verwendung eines CW-Pilotsignals ist, dass das Signal auf einer bekannten Frequenz eingespeist wird und daher unter Verwendung der ursprünglichen Einspeisungspilotsignalfrequenz oder einer mit dieser Pilotfrequenz verwandten Frequenz erkannt oder abwärts konvertiert werden kann. Folglich können die Verzerrungsinformationen in eine geeignete Frequenz für die Erkennung ohne Rücksicht auf den Frequenzinhalt des RF-Eingangssignals umgewandelt werden.

[0097] **Fig. 13** zeigt eine Vorverzerrerranordnung, die auf dem Vorverzerrerverstärker von **Fig. 1** basiert und weiterhin ein Steuerschema beinhaltet, das auf einem CW-Pilotsignal basiert. Der Einfachheit halber ist nur der Verzerrpfad dritter Ordnung des Vorverzerrers zusammen mit einem relevanten Rückkopplungs-Steuerkreis dritter Ordnung gezeigt. Es ist jedoch offensichtlich, dass die Steuerschaltung des Vorverzerrers erweitert werden kann, um die diskrete Steuerung aller Verzerrpfade des Vorverzerrers bereitzustellen, d. h. dritter, fünfter und siebenter Ordnung und höherer Ordnungen, wie gezeigt wird.

[0098] Der Pilotsignalgenerator **600** in **Fig. 13** um-

fasst einen RF-Oszillator **605** zum Erzeugen eines Tonsignals auf einer Frequenz  $f_{CW}$ , welches an einem ersten Eingang eines Spiegelfrequenzmixers (IR/image reject) **620** angelegt wird. Ein niederfrequenter Festoszillator **610**, der in einem digitalen Signalprozessor (DSP) **615** arbeitet, stellt über einen Digital-Analog-Wandler (nicht gezeigt) ein niederfrequentes (NF) Tonsignal an einen zweiten Eingang des IR-Mischers **620** bereit. Das NF-Tonsignal ist im Idealfall eine Tonfrequenz  $f_{LF}$  von zwischen 1 und 5 kHz. Der IR-Mischer **620** gibt ein Pilotenignal aus, welches im Idealfall ein Tonsignal auf einer Frequenz  $f_{CW} + f_{LF}$  ist. Das Pilotenignal wird über den Splitter **625** auf einen Addierer **700** zugeführt, welcher das Pilotenignal zu dem RF-Eingangssignal vor der Vorverzerrung **200** hinzufügt.

[0099] Das gesteuerte Entfernen des verstärkten Pilotenignals aus dem Ausgangssignal des nichtlinearen Leistungsverstärkers **100** wird unter Verwendung der Unterdrückungsschaltungsanordnung **750** durchgeführt, welche einen Richtkoppler **755** in dem Ausgangssignalpfad beinhaltet. Das Pilotenignal wird von einem zweiten Ausgang des Splitters **625** an eine Verzögerung **760**, eine einstellbare Phasenverschiebung **765**, ein einstellbares Dämpfungsglied **770** und einen Kleinleistungsverstärker **775** zugeführt, welche das Pilotenignal mit einer geeigneten Amplitude und Phase bereitstellen, um in dem Richtkoppler **755** das verstärkte Pilotenignal zu unterdrücken.

[0100] Die Rückkopplungsschaltung **800, 850** stellt die Rückkopplungssteuerung für den Vorverzerrer **200** bereit und arbeitet in drei Stufen.

[0101] Die erste Stufe umfasst das Abtasten des Leistungsverstärker-Ausgangssignals in einem Richtkoppler **850** nach dem Entfernen des Pilotenignals. Dieser Abtastwert wird durch das Hauptsignal-Trennfilter **805** gefiltert, um das verstärkte RF-Signal und die Verzerrung, die rein aus dem RF-Signal abgeleitet wurde, zu dämpfen. Das resultierende Signal ist ein Fehlersignal, das einen relativ hohen Anteil der vom Verstärker erzeugten Verzerrungsprodukte, die aus dem Pilotenignal abgeleitet wurden, enthält.

[0102] Die zweite Stufe umfasst das Korrelieren dieses Fehlersignals in einem Mischer **810** (nach der Frequenzumsetzung des IR-Mischers) mit dem Ausgangssignal des Verzerrungsgenerators dritter Ordnung, um ein Steuersignal zu erzeugen, das für die Größe der Verzerrung dritter Ordnung stellvertretend ist, die aus dem Pilotenignal in dem Ausgangsspektrum des Verstärkers abgeleitet wurde. Das Ausgangssignal des Verzerrungsgenerators dritter Ordnung selbst wird zu dem Mischer **810** über ein Hauptsignal-Trennfilter **815** geführt, welches die Verzerrung dritter Ordnung dämpft, die rein aus dem RF-Signal abgeleitet wurde, um ein Signal zu erzeugen, das einen relativ hohen Anteil von Verzerrungsprodukten dritter Ordnung, die aus dem Pilotenignal abgeleitet wurden, enthält. Die Korrelation dieses Signals mit dem Fehlersignal in dem Korrelationsmischer **810**

würde ein Gleichstromsignal erzeugen, dessen Amplitude für die durch den Verstärker erzeugte Verzerrung dritter Ordnung stellvertretend war. Jedoch sind die betreffenden Informationen, welcher Anteil der Verzerrung die AM-AM-Verzerrung dritter Ordnung ist, und welcher Anteil die AM-PM-Verzerrung dritter Ordnung ist, in dem Gleichstromsignal verloren gegangen. Folglich wird, um sowohl die Amplituden-, als auch die Phaseninformationen in dem Ausgangssignal des Korrelationsmischers **810** zu bewahren, der Signalausgang von dem Hauptsignal-Abtrennfilter **815** in der Frequenz nach oben um eine Tonfrequenz  $f_{LF}$  in einem Spiegelfrequenzmischer **820** verschoben. Die Frequenzverschiebung wird durch ein Tonfrequenz-Tonsignal ermöglicht, das zu dem IR-Mischer **820** von einem niederfrequenten Festoszillator **830** geführt wird, der in einem digitalen Signalprozessor (DSP) **835** arbeitet, welcher der Einfachheit halber mit dem Oszillator **610** im DSP **615** verriegelt wird. Das erforderliche Ausgangssignal von dem Korrelationsmischer **810** ist dann auf der Tonfrequenz  $f_{LF}$  und enthält sowohl Amplituden-, als auch Phaseninformationen, die die in dem Verstärker erzeugte Verzerrung dritter Ordnung betreffen. Das Ausgangssignal des Korrelationsmischers **810** geht durch ein Tiefpassfilter **825** hindurch, um unerwünschte Produkte höherer Frequenz zu dämpfen und um die Verfälschung in einem anschließenden Analog-Digital-Wandler (nicht gezeigt) zu verhindern, welcher das Steuersignal an den DSP **835** zuführt.

[0103] Das Steuersignal wird über einen Splitter **840** in dem DSP **835** auf zwei Mischer **845, 846** geführt. Der Mischer **845** mischt das Steuersignal mit einem phasengleichen Tonsignal bei  $f_{LF}$  von der Phasenquadraturkomponente **855**, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das ein Gleichstromsignal zum Steuern der einstellbaren Phasenverschiebung **235** in dem Vorverzerrer **200** enthält. Entsprechend mischt der Mischer **846** das Steuersignal mit einem Quadraturphasen-Tonsignal bei  $f_{LF}$  von der Phasenquadraturkomponente **855**, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das ein Gleichstromsignal zum Steuern des einstellbaren Dämpfungsglieds **240** in dem Vorverzerrer **200** enthält. Die Integrierglieder **860** und **865** werden entsprechend in dem Ausgangspfad der Mischer **845** und **846** bereitgestellt. Die Integrierglieder weisen jeweils eine Zeitkonstante auf, welche eingestellt ist, um etwaige unerwünschte Produkte höherer Frequenz zu unterdrücken, aber um fehlerkorrigierende Schwankungen in den Gleichstromsignalen zu erlauben.

[0104] Die Gleichstromsignale von den Mischnern **845** und **846** werden schwanken, wie die Rückkopplungsschaltung die Phase und Amplitude des Verzerrungssignals in dem Vorverzerrer **200** einstellt, um die am Ausgang des Verstärkers **100** erzeugte Verzerrung zu minimieren. Die Rückkopplungsschaltung wird schließlich einen stationären Zustand erreichen, wodurch jede Abweichung der durch den Verstärker erzeugten Verzerrung von einem Minimum zu einer

entsprechenden Einstellung der Gleichstromsignale führen wird, um der Änderung entgegenzuwirken.

[0105] Das von dem Hauptsignal-Trennfilter 805 ausgegebene Fehlersignal wird ebenfalls in einem Gesichtspunkt der Rückkopplungssteuerung der Unterdrückungsschaltung 750 zum Aufrechterhalten der maximalen Unterdrückung des verstärkten Pilotsignals in dem Richtkoppler 755 verwendet. Das Fehlersignal wird einem ersten Eingang eines Mischers 780 zugeführt und mit dem Tonsignal gemischt, das durch den RF-Oszillator 605 bei einer Frequenz  $f_{CW}$  erzeugt wurde. Das erforderliche Signal aus diesem Korrelationsverfahren ist ein Tonsignal mit der Frequenz  $f_{LF}$ , d. h. die Differenz zwischen dem Pilotsignal bei  $f_{CW} + f_{LF}$  und dem Tonsignal bei  $f_{CW}$ , und enthält Amplituden- und Phaseninformationen zum Steuern der einstellbaren Phasenverschiebung 765 und des einstellbaren Dämpfungsglieds 770. Das vom Korrelationsmischer 780 ausgegebene Steuersignal wird in dem DSP 615 in einer äquivalenten Weise wie das Steuersignal verarbeitet, das durch den DSP 835 verarbeitet wird.

[0106] In einer alternativen Ausführungsform der Erfindung können die Kombinationen des Phasenschiebers und des Dämpfungsglieds, wie in dem Vorverzerrer 200 und der Unterdrückungsschaltung 750 verwendet, durch einen Vektormodulator ersetzt werden.

[0107] **Fig. 14** zeigt einen vektoriellen Vorverzerrer einfacher Ordnung mit einem Steuersystem, das auf einem CW-Piloten basiert. Die Arbeitsweise dieses Systems ist der mit Bezug auf **Fig. 13** beschriebenen ähnlich, mit der Ausnahme, dass nun ein Vektormodulator als das Steuerelement in dem Nichtlinearitätspfad dritter Ordnung des Vorverzerrers verwendet wird.

[0108] **Fig. 15** dehnt das obige Prinzip auf einen Vorverzerrer mehrfacher Ordnung aus. Jede Ordnung wird unabhängig durch die relevante Ordnung der Verzerrung von dem nichtlinearen Generator gesteuert. Es ist offensichtlich, dass höhere Ordnungen der Verzerrung ebenfalls durch die weitere Ausdehnung dieses Systems gesteuert werden können.

[0109] Eine alternative Vorrichtung zum Erkennen des restlichen IMD-Pegels um das Pilotsignal herum ist in **Fig. 16** gezeigt, welche auf dem in **Fig. 15** gezeigten vektoriellen Vorverzerrer mehrfacher Ordnung basiert.

[0110] In diesem System nutzt die Erkennungsvorrichtung die Verzerrungsprodukte geradzahliger Ordnung des Basisbandes, welche Nebenprodukte der Erzeugung der Verzerrung ungeradzahliger Ordnung in dem Vorverzerrer 200 (siehe **Fig. 9b**) sind. Diese Produkte geradzahliger Ordnung, die auf dem Basisband vorkommen (die Doppelfrequenzglieder werden ignoriert), werden verwendet, um die Verzerrungssignale zu erkennen, die um das Pilotsignal herum vorkommen, nachdem diese Signale auf das Basisband durch Mischen mit dem ursprünglichen Piloten abwärts konvertiert wurden.

[0111] Alternativ könnte die Korrelation zwischen den Produkten geradzahliger Ordnung des Basisbandes und den Produkten, die den Piloten auf der Pilotfrequenz umgeben, durchgeführt werden; das Ergebnis ist ein RF-Signal des CW auf der Pilotfrequenz. Dieses kann dann durch das Pilotsignal (bei einem geeigneten Tonfrequenzoffset) abwärts konvertiert und zu den Steuerschaltungen der DSP zugeführt werden.

[0112] Es ist zu beachten, dass viele Kombinationen der Positionierung der Spiegelfrequenz-Filtrierungsfunktion möglich sind, um zum Beispiel das zweite, vierte und sechste Ausgangssignal von den Nichtlinearitätsgeneratoren anstelle des Ausgleichs des Abtastwertes des RF-Ausgangs zu versetzen.

#### Zweiton-Pilotsignalsteuerung

[0113] Gemäß einer Ausführungsform arbeitet ein Zweiton-pilotbasiertes Steuerschema, um ein schmalbandiges Zweiton-Prüfsignal zu erzeugen, in welchem der Tonabstand durch einen ersten Oszillator, der in einem digitalen Signalprozessor (DSP) realisiert ist, und bei einer Frequenz, die gerade außerhalb des erforderlichen Linearisierungsbandes ist, bestimmt wird. Dieses Zweitonignal wird in den Eingangssignalpfad gespeist und unterliegt den gleichen Verzerrungen, die durch den vorverzerrten Verstärker erzeugt werden, wie das RF-Eingangssignal. Die resultierenden Intermodulationsverzerrungsprodukte, die rein aus dem Pilotsignal abgeleitet wurden, werden in einem genau bekannten Abstand von dem Pilotsignal sein und können daher innerhalb des DSP durch einen zweiten Oszillator oder eine frequenzvervielfachte Ableitung des ersten Oszillators erkannt werden. Jede Oberwelle der ersten Oszillatorkreisfrequenz kann eine spezifische Ordnung der Intermodulationsverzerrung erkennen und daher die unabhängige Quadratursteuerung in dem Vorverzerrer jeder Ordnung der Verzerrung bereitstellen.

[0114] Der Pilotton selbst, der im Wesen schmalbandig ist, kann in dem Ausgangssignal bis auf einen hohen Genauigkeitsgrad mit einer Unterdrückungsschaltung unterdrückt werden, die eine Rückkopplungssteuerung ähnlich dem CW-Pilotsteuersystem von **Fig. 13** enthält.

[0115] Ein Blockschaltbild einer Ausführungsform dieses Systems, das eine Steuerung 3. Ordnung bereitstellt, ist in **Fig. 17** gezeigt.

[0116] In dieser Ausführungsform weist der Pilotsignal-Unterdrückungsverstärker einen hohen Linearitätsgrad auf, da die Intermodulation des unterdrückenden Pilotsignals in diesem Verstärker als zusätzliche Verzerrung in dem Ausgangsspektrum des RF-Ausgangs erscheinen wird.

[0117] **Fig. 18** zeigt einen vektoriellen Vorverzerrer einfacher Ordnung mit einem Steuersystem, der auf einem Zweiton-Pilotsignal basiert. Die Arbeitsweise dieses Systems ist der oben beschriebenen ähnlich,

mit der Ausnahme, dass nun ein Vektormodulator als das Steuerelement in dem Pfad der Erzeugung der Verzerrung dritter Ordnung des Vorverzerrers 200 verwendet wird.

[0118] **Fig. 19** dehnt das obige Prinzip auf einen Vorverzerrer mehrfacher Ordnung aus. Jede Ordnung wird unabhängig durch die relevante Oberwelle des ursprünglichen Tonfrequenzoszillators gesteuert. Es ist offensichtlich, dass das Prinzip dieses Steuerschemas auf die Verzerrung höherer Ordnungen ausgedehnt werden kann.

[0119] **Fig. 20** zeigt eine verbesserte Version der Ausführungsform von **Fig. 19** und beinhaltet ein Quadratur-Abwärtsschema in der Rückkopplungsschaltung, um sicherzustellen, dass sowohl die Amplituden-, als auch die Phaseninformationen in dem resultierenden Steuersignal bewahrt werden.

[0120] Ein frequenzgesprungenes Pilotsignal weist einen Vorteil auf, dass das Pilotsignal innerhalb des Bandes ersetzt werden kann, mit Springen, das die Abtastung in einem Bereich von relevanten Frequenzen bereitstellt. Diese Frequenzen könnten so ausgewählt werden, um nicht mit den gewünschten Signalen zusammenzutreffen, die durch den Verstärker hindurchgehen, oder könnten zufällig gesprungen werden, mit etwaigen 'Kollisionen', die mit der Mehrheit der 'Nichtkollisions'-Sprünge ausgemittelt werden.

#### Pilotsignalsteuerung mit Zweizonenspektrum

[0121] Die Verwendung von Signalen mit Zweizonenspektrum weist einen Vorteil der Verteilung der Pilotsignalenergie über einen breiten Bandbreite auf, da die Größe der Unterdrückung des Piloten potentiell verringert wird, die am Ausgang erforderlich ist, um eine vorhandene Spezifikationen (z. B. 75 dBc) zu erfüllen.

#### Eingangssignal-basierte Pilotsignalsteuerung

[0122] Dieses System arbeitet durch Nutzung einer Kopie des Frequenzversatzes des Eingangssignals als ein Pilotsignal. Dies weist den Vorteil auf, dass garantiert ist, dass der gesamte interessierende Verstärkerkanal zu jedem gegebenen Zeitpunkt ausgemessen und folglich eine optimale Einstellung für den Vorverzerrer bereitstellt werden kann. Vorausgesetzt, der Frequenzversatz wird klein gehalten, zum Beispiel einige kHz oder weniger, dann wird das Restpilotsignal, das außerhalb der gespeisten Kanäle erscheint und daher als 'Störsignale' offensichtlich ist, sehr klein. Die Mehrheit des Pilotsignals wird in diesem Fall übereinstimmend mit dem RF-Eingangssignal erscheinen.

[0123] Ein Blockschaltbild einer Ausführungsform dieses Steuerschemas, die auf einem Vorverzerrer nur der dritten Ordnung basiert, ist in **Fig. 21** gezeigt. Dieses kann auf mehrfache Ordnungen durch eine ähnliche Vorrichtung, wie die in **Fig. 19** gezeigte, für

den oben beschriebenen Zweitonpiloten ausgedehnt werden, d. h. unter Verwendung der Oberwellen der DSP-Offsetfrequenz, um einzelne Ordnungen der Verzerrung zu erkennen.

#### Doppelschleifen-Vorverzerrer

[0124] Ein Blockschaltbild eines prinzipiellen Doppelschleifen-Vorverzerrers ist in **Fig. 22** gezeigt. Der Vorverzerrer 2 arbeitet, um die Gesamtverzerrungen, die in dem Verstärker vorhanden sind, zu eliminieren und stellt zum Beispiel 25 dB an Verbesserung bereit. Der Vorverzerrer 1 arbeitet dann, um die Restverzerrung zu eliminieren, einschließlich der höheren Ordnungen, die in dem Vorverzerrer 2 nicht eliminiert wurden, indem auf diese Weise zum Beispiel weitere 25 dB an Verbesserung bereitgestellt werden, was eine Gesamtverbesserung von 50 dB ergibt.

[0125] Der Vorverzerrer 1 und der Vorverzerrer 2 werden unabhängig unter Verwendung separater pilotbasierter Steuerschaltungen gesteuert, die mit einem gemeinsamen RF-Ausgangsabtastwert gespeist werden, wie in **Fig. 22** gezeigt ist. Diese unabhängige Steuerung ermöglicht einem der Vorverzerrer, einen stationären Zustand mit dem anderen Vorverzerrer zu erreichen, der verriegelt wird, bevor der andere Vorverzerrer entriegelt wird, um ihm zu erlauben, einen stationären Zustand zu erreichen. Jedoch der Hauptvorteil des Vorhandenseins einer unabhängigen Steuerung ist, dass separate Pilotsignale verwendet werden können, was jedem Vorverzerrer ermöglicht, die äquivalenten Pegel der Verzerrungsverbesserung zu erreichen. Dies ist ohne die pilotbasierte Steuerung nicht erreichbar.

[0126] Wie in **Fig. 22** dargestellt, müssen beide Vorverzerrer bezüglich der Komplexität nicht identisch sein. In einem typischen Verstärker ist der Grad der Verbesserung, der höhere Ordnungen der Verzerrung (9., 10. usw.) erforderte, wesentlich kleiner als der, der niedrigere Ordnungen erforderte (um eine gegebene Gesamtspezifikation zu erfüllen). Daher sollte es möglich sein, die Erzeugung und Anwendung dieser höheren Ordnungen auf nur einen der Vorverzerrer zu beschränken, auf diese Weise dem anderen Vorverzerrer erlauben, weniger komplex zu sein.

[0127] Es kann möglich sein, die verschiedenen Ordnungen der Verzerrung einmal zu erzeugen und sie dann zweimal zu verwenden (durch Aufteilen des Ausgangssignals von jeder und Zuführen dieser zu einem separaten Vektormodulator). Dieses Verfahren sollte die Vorverzerrernanordnung vereinfachen, da ein vernünftiger Anteil der Gesamtsystemkomplexität in der Erzeugung von verschiedenen Ordnungen der Verzerrung liegt.

[0128] Es wird in Anbetracht des Vorangegangenen offensichtlich, dass verschiedene Modifikationen innerhalb des Anwendungsbereiches der vorliegenden Erfindung gemacht werden können. Zum Beispiel bezieht sich die Beschreibung auf die Verwendung von

bestimmten Komponenten, wie zum Beispiel Mischern und Integriergliedern, welche durch Vervielfacher und Tiefpassfilter entsprechend ersetzt werden könnten. Ebenfalls sind die Ausführungsformen mit Bezug auf polynomiale Vorverzerrer beschrieben, die bei Radiofrequenzen arbeiten, wohingegen die Erfindung gleichermaßen in einem Basisband-Vorverzerrer oder jedem anderen geeigneten Vorverzerrer realisiert werden kann.

### Patentansprüche

1. Vorverzerranordnung zum Linearisieren eines Verzerrelementes (100), wobei die Vorverzerranordnung

ein Vorverzerrermittel (200) zum Verarbeiten eines Eingangssignals, welches durch das Verzerrelement (100) verarbeitet werden muss, um ein vorverzerrtes Eingangssignal zu erzeugen, welches zu einem Eingang des Verzerrelementes (100) geführt wird, ein Pilotmittel (600) zum Erzeugen eines Pilotsignals in dem Eingangssignal und ein Fehlerkorrekturmittel (800) angepasst zum Erkennen der Gegenwart spezifischer, aus dem Pilotsignal abgeleiteter Verzerrungsordnungen im Verzerrelement-Ausgangssignal, um ein Fehlerkorrektursignal zum Steuern der Verarbeitung des Eingangssignals im Vorverzerrermittel (200) zu erzeugen, umfasst.

2. Vorverzerranordnung nach Anspruch 1, wobei das Verzerrelement ein Verstärker ist.

3. Vorverzerranordnung nach Anspruch 2, weiterhin umfassend ein Mittel zum Entfernen des verstärkten Pilotsignals aus dem Verstärkerausgangssignal vor oder nach dem Erkennen der Gegenwart von Verzerrsignalen, die aus dem Pilotsignal abgeleitet wurden, im Verstärkerausgangssignal.

4. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der Ansprüche 1 bis 3, wobei das Pilotmittel dem Eingangssignal ein Pilotsignal hinzufügt.

5. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Pilotsignal ein Mehrtonsignal ist.

6. Vorverzerranordnung nach Anspruch 5, wobei das Mehrton-Pilotsignal ein Zweitonsignal ist.

7. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Pilotsignal aus dem Eingangssignal abgeleitet ist.

8. Vorverzerranordnung nach Anspruch 7, wobei das Pilotsignal eine frequenzumgesetzte Version des Eingangssignals ist.

9. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Pilotsignal ein Ein-

tonsignal ist.

10. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der vorangehenden Ansprüche, wobei das Fehlerkorrekturmittel die Gegenwart von Verzerrsignalen erkennt, welche durch Kreuzmodulation des Eingangssignals mit dem Pilotsignal abgeleitet wurden.

11. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der Ansprüche 1 bis 8, wobei das Fehlerkorrekturmittel die Gegenwart von Verzerrsignalen erkennt, welche durch Intermodulation des Pilotsignals abgeleitet wurden.

12. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der Ansprüche 5 bis 7, wobei die Frequenz des Pilotsignals frequenzgesprungen ist.

13. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der vorangehenden Ansprüche, wobei das Vorverzerrermittel einen Eingangssignalpfad zum Empfangen eines Eingangssignals, welches durch das Verzerrelement verarbeitet werden muss, und einen Verzerrpfad, in welchem ein Eingangssignal vom Eingangssignalpfad verarbeitet wird, um ein Verzerrsignal zu erzeugen, welches mit dem Eingangssignal im Eingangssignalpfad kombiniert wird, um das vorverzerrte Eingangssignal zu erzeugen, umfasst.

14. Vorverzerranordnung nach Anspruch 13, wobei das Korrekturmittel das Verzerrelement-Ausgangssignal mit dem Verzerrsignal korreliert, um ein Fehlerkorrektursignal zu erzeugen.

15. Vorverzerranordnung nach Anspruch 13 oder 14, wobei der Verzerrpfad ein Mittel zum Einstellen des Verzerrsignals der Phase und Amplitude nach in Abhängigkeit vom Fehlerkorrektursignal umfasst.

16. Vorverzerranordnung nach Anspruch 15, wobei das Einstellmittel einen einstellbaren Phaseschieber und ein einstellbares Dämpfungsglied umfasst.

17. Vorverzerranordnung nach Anspruch 15, wobei das Einstellmittel ein phasengleiches Einstellmittel und ein Quadraturphasen-Einstellmittel umfasst.

18. Vorverzerranordnung nach einem beliebigen der vorangehenden Ansprüche, umfassend ein erstes und ein zweites Vorverzerrermittel, wobei das erste Vorverzerrermittel das Eingangssignal verarbeitet, um ein erstes vorverzerrtes Eingangssignal zu erzeugen, welches dem zweiten Vorverzerrermittel als Eingang zugeführt wird, und wobei das zweite Vorverzerrermittel das erste vorverzerrte Eingangssi-

gnal verarbeitet, um das vorverzerrte Eingangssignal zu erzeugen, welches dem Verzerrelement zugeführt wird;

ein erstes Pilotmittel zum Erzeugen eines ersten Pilotsignals im Eingangssignal, ein zweites Pilotmittel zum Erzeugen eines zweiten Pilotsignals im ersten vorverzerrten Eingangssignal;

ein erstes Fehlerkorrekturmittel zum Erkennen der Gegenwart von Verzerrsignalen, die aus dem ersten Pilotsignal abgeleitet sind, im Verzerrelement-Ausgangssignal,

um ein erstes Fehlerkorrektursignal zum Regeln der Verarbeitung des Eingangssignals im ersten Vorverzerrermittel zu erzeugen, und ein zweites Fehlerkorrekturmittel zum Erkennen der Gegenwart von Verzerrsignalen, die aus dem zweiten Pilotsignal abgeleitet sind, im Verzerrelement-Ausgangssignal, um ein zweites Fehlerkorrektursignal zum Regeln der Verarbeitung des ersten vorverzerrten Eingangssignals im zweiten Vorverzerrermittel zu erzeugen.

19. Vorverzerranordnung nach Anspruch 18, wobei das erste und das zweite Vorverzerrermittel derart angepasst sind, dass nur eines davon eine Verzerrung höherer Ordnung löscht.

20. Vorverzerranordnung nach Anspruch 18 oder 19, wobei das erste und das zweite Pilotsignal eine oder mehrere Komponenten gemeinsam haben, welche von einer gemeinsamen Quelle abgeleitet sind.

21. Verfahren zum Linearisieren eines Verzerrelements (100), beinhaltend einen Vorverzerrerschritt, bei welchem ein Eingangssignal, welches durch das Verzerrelement (100) verarbeitet werden muss, verarbeitet wird, um ein vorverzerrtes Eingangssignal zu erzeugen, welches einem Eingang des Verzerrelements (100) zugeführt wird, einen Piloterzeugungsschritt, bei welchem ein Pilotignal im Eingangssignal erzeugt wird, und einen Fehlerkorrekturschritt, bei welchem die Gegenwart bestimmter Verzerrungsordnungen, die aus dem Pilotignal abgeleitet wurden, im Verzerrelement-Ausgangssignal erkannt wird, um ein Fehlerkorrektursignal zu erzeugen, welches den Schritt des Verarbeitens des Eingangssignals regelt.

22. Verfahren nach Anspruch 21, umfassend einen ersten und einen zweiten Vorverzerrerschritt, wobei der erste Schritt dazu dient, das Eingangssignal in einem ersten Vorverzerrer zu verarbeiten, um ein erstes vorverzerrtes Eingangssignal zu erzeugen, welches dem Eingang eines zweiten Vorverzerrers zugeführt wird, in welchem der zweite Schritt durch Verarbeiten des ersten vorverzerrten Eingangssignals durchgeführt wird, um den Eingang zum Verzerrelement zu erzeugen; einen ersten und einen zweiten Piloterzeugungs-

schritt, wobei das erste bzw. das zweite Pilotignal im ersten bzw. im zweiten Vorverzerrer erzeugt werden; und einen ersten und einen zweiten Fehlerkorrekturschritt, wobei die Gegenwart von Verzerrsignalen, die aus den jeweiligen Pilotignalen abgeleitet wurden, im Verzerrelement-Ausgangssignal erkannt wird, um entsprechende Fehlerkorrektursignale zu erzeugen, welche die Verarbeitung von Signalen im jeweiligen ersten und zweiten Vorverzerrerschritt regeln.

23. Verfahren nach Anspruch 22, wobei einer der Vorverzerrer an der Fehlerkorrektur gehindert wird, während der andere die Korrektur durchführt, um einen stationären Zustand zu erzeugen, und dann freigegeben wird, um die Korrektur durchzuführen.

24. Regelkreis zum Regeln eines Vorverzerrerabschnitts (200) eines Vorverzerrerverstärkers, wobei der Kreis ein Pilotgeneratormittel (600) zum Koppeln an einen Eingang des Vorverzerrerabschnitts (200) aufweist, um Signalen, die in den Vorverzerrerverstärker eingegeben werden, ein Pilotignal hinzuzufügen,

und ein Fehlerkorrekturmittel (800) zum Koppeln an einen Ausgang des Verstärkers, um Signale abzutasten, die vom Verstärker (100) ausgegeben werden und angepasst sind, um die Gegenwart bestimmter, aus dem Pilotignal abgeleiteter Verzerrungsordnungen zu erkennen, und zum Koppeln an Einstellschaltungen (235, 240) im Vorverzerrerabschnitt (200), um den Vorverzerrer in Abhängigkeit von den erkannten Verzerrsignalen einzustellen.

Es folgen 23 Blatt Zeichnungen

## Anhängende Zeichnungen

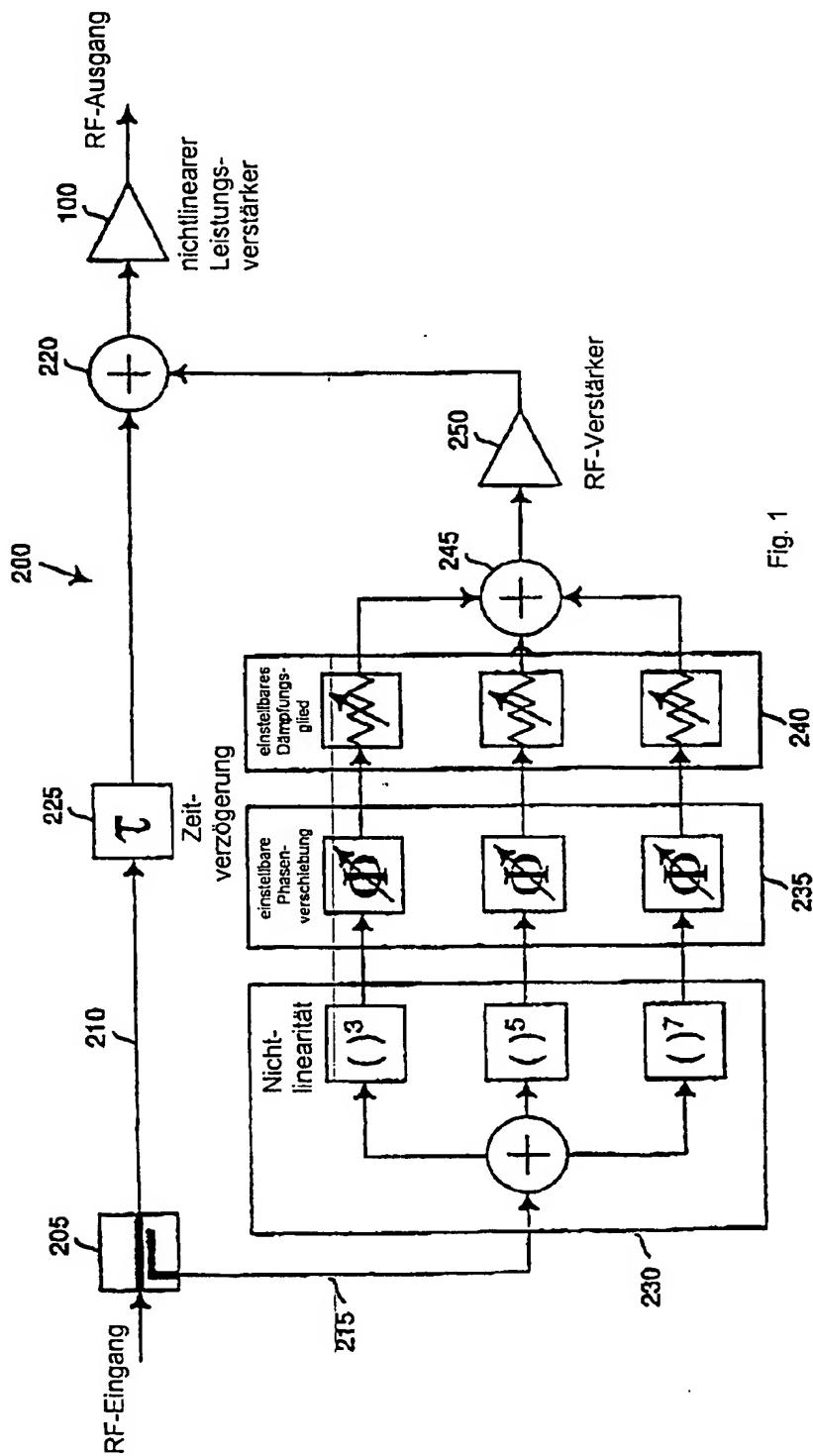
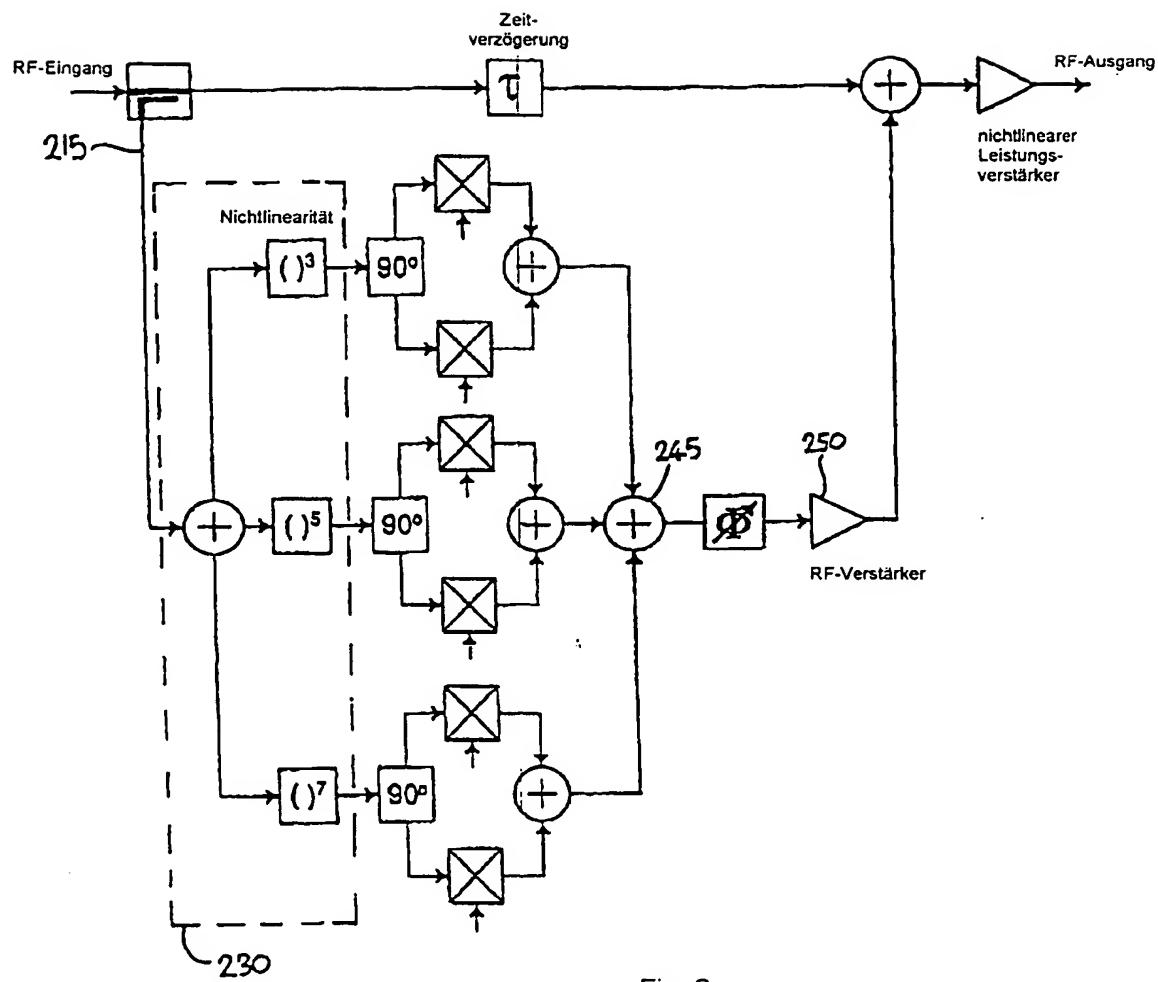


Fig. 1



ERSATZBLATT (REGEL 26)

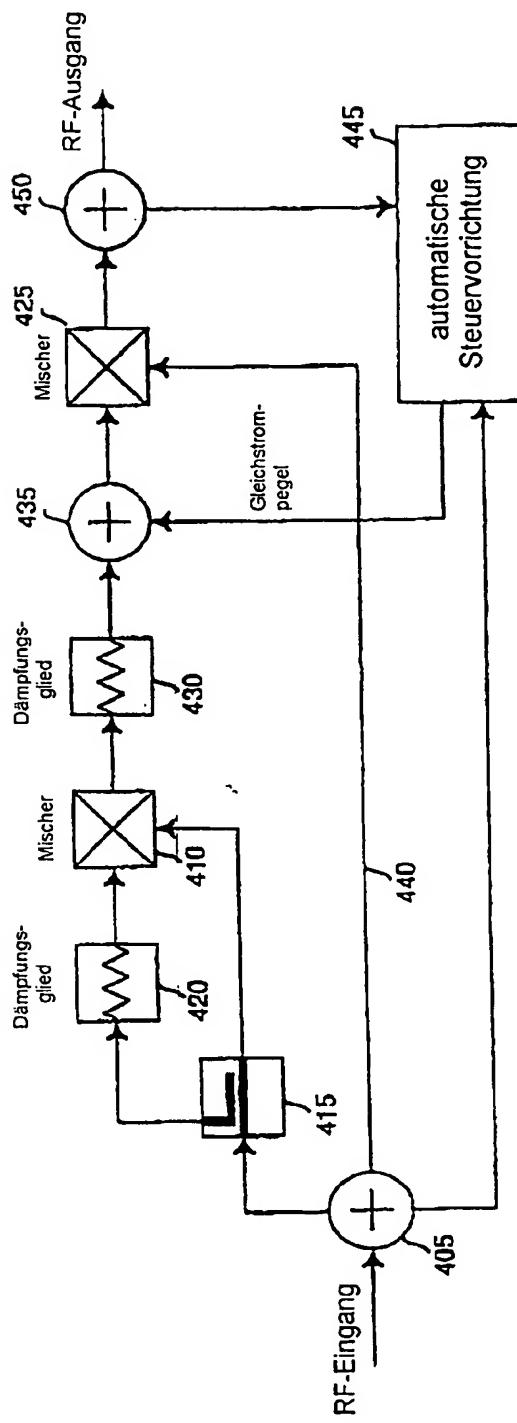


Fig. 3

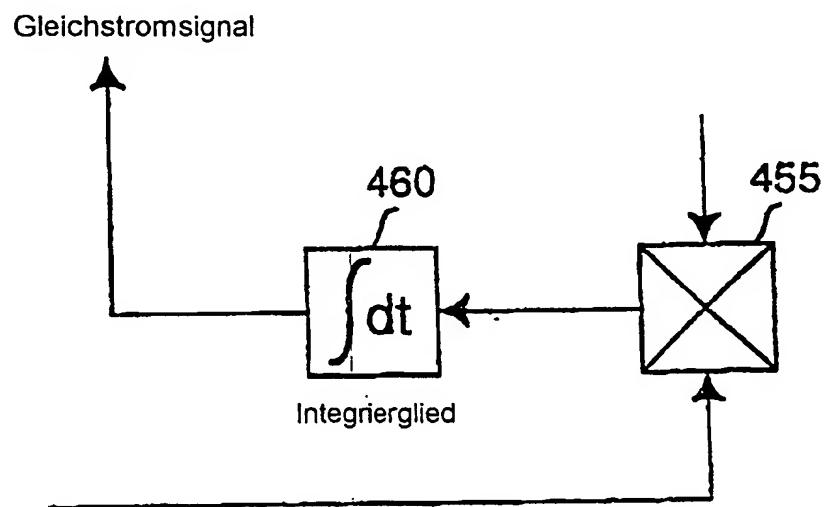


Fig. 4

ERSATZBLATT (REGEL 26)

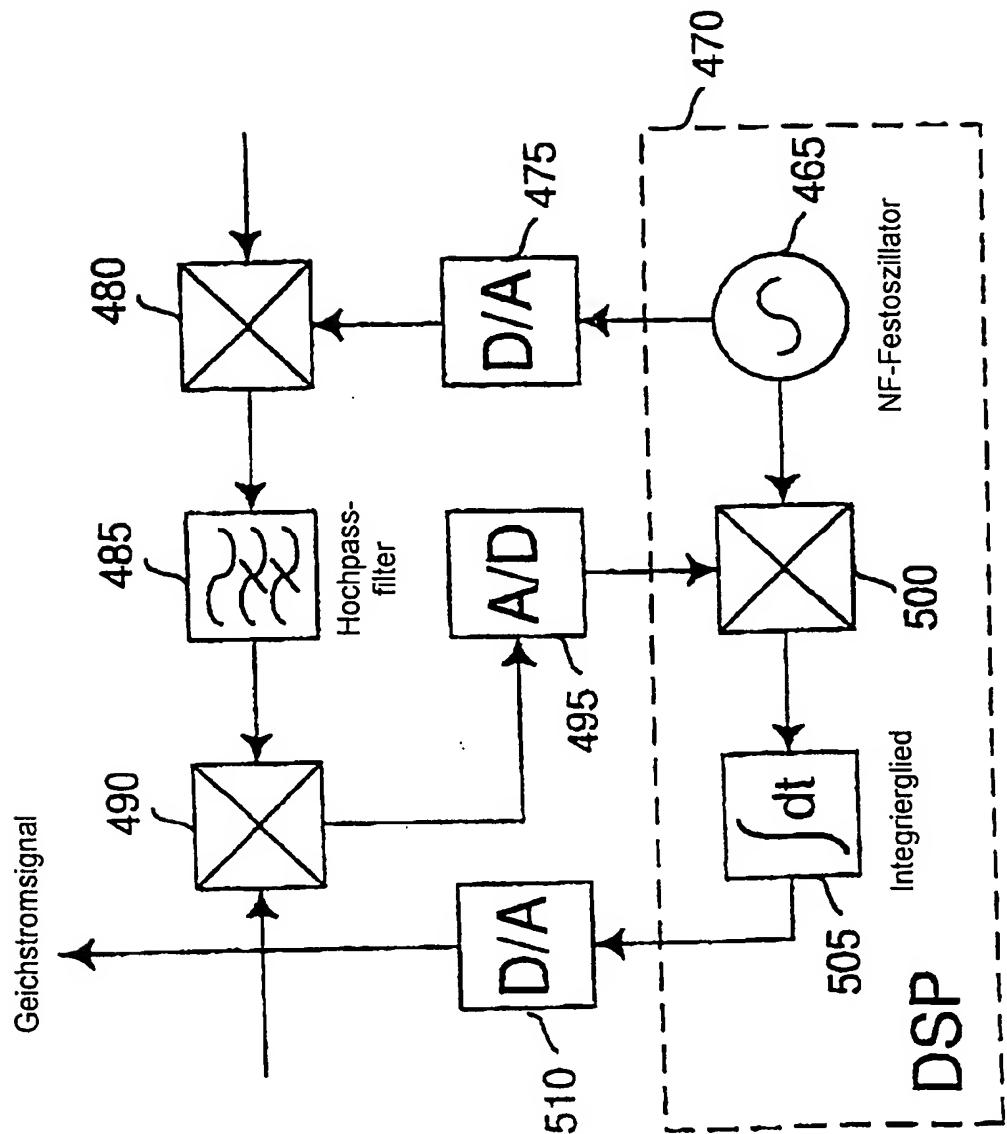
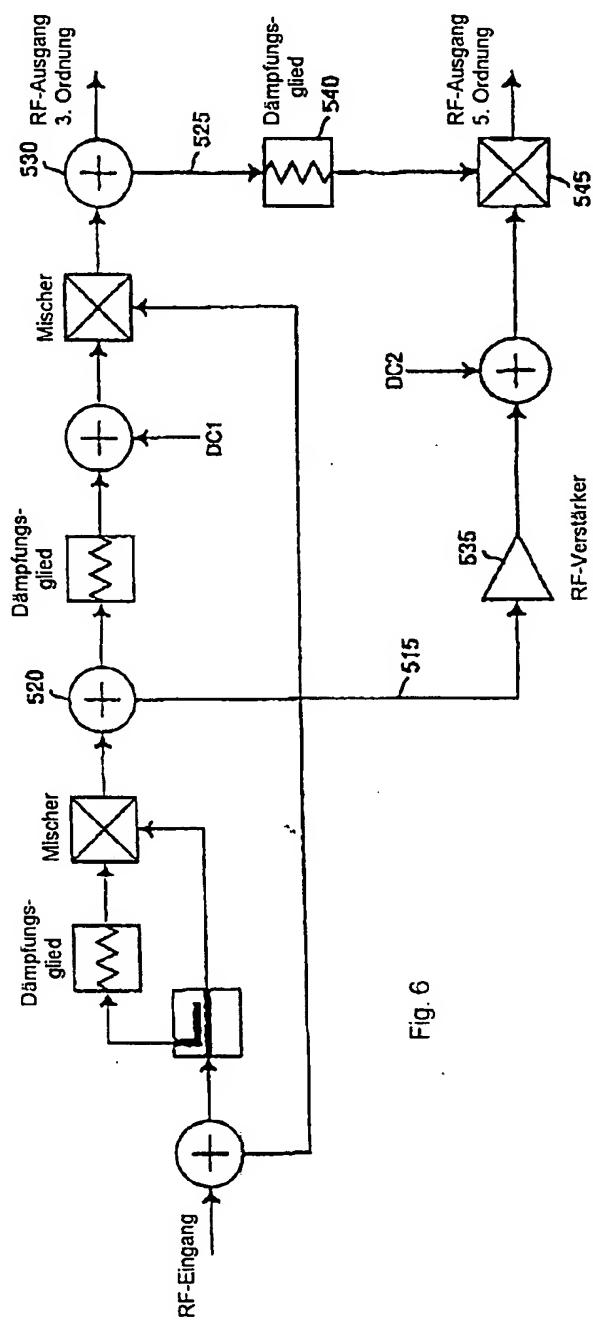


Fig. 5

ERSATZBLATT (REGEL 26)



६  
१०

## ERSATZBLATT (REGEL 26)

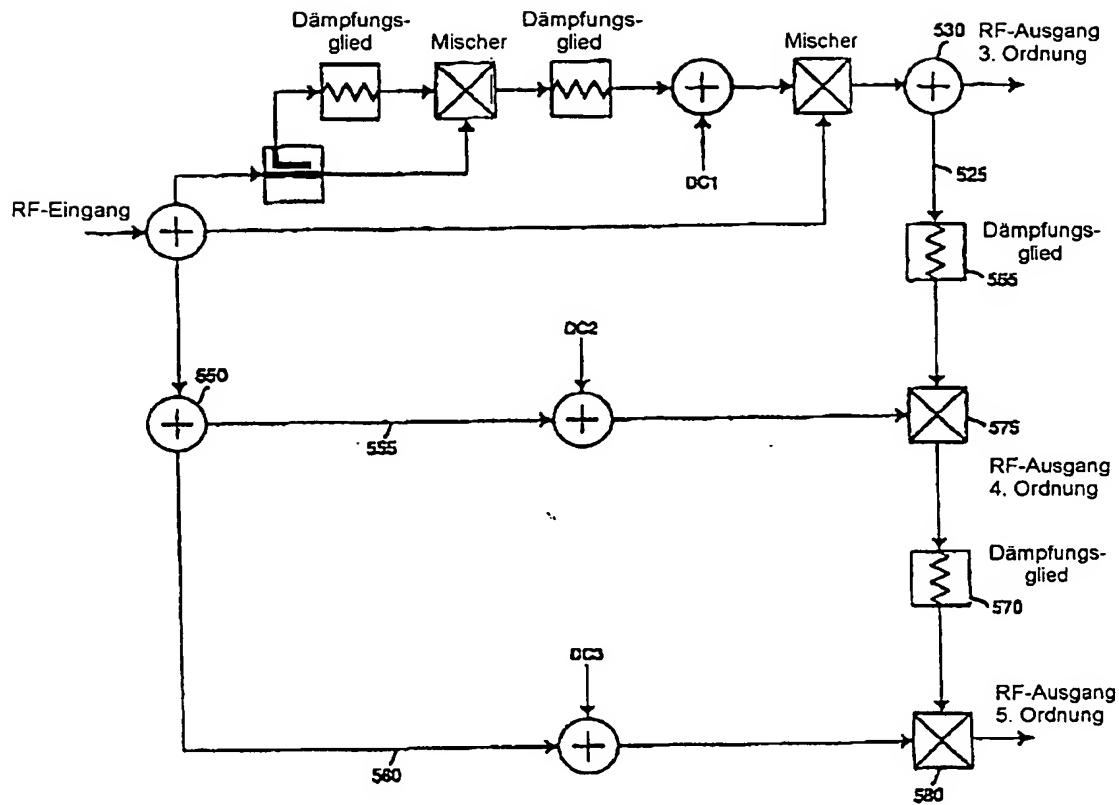
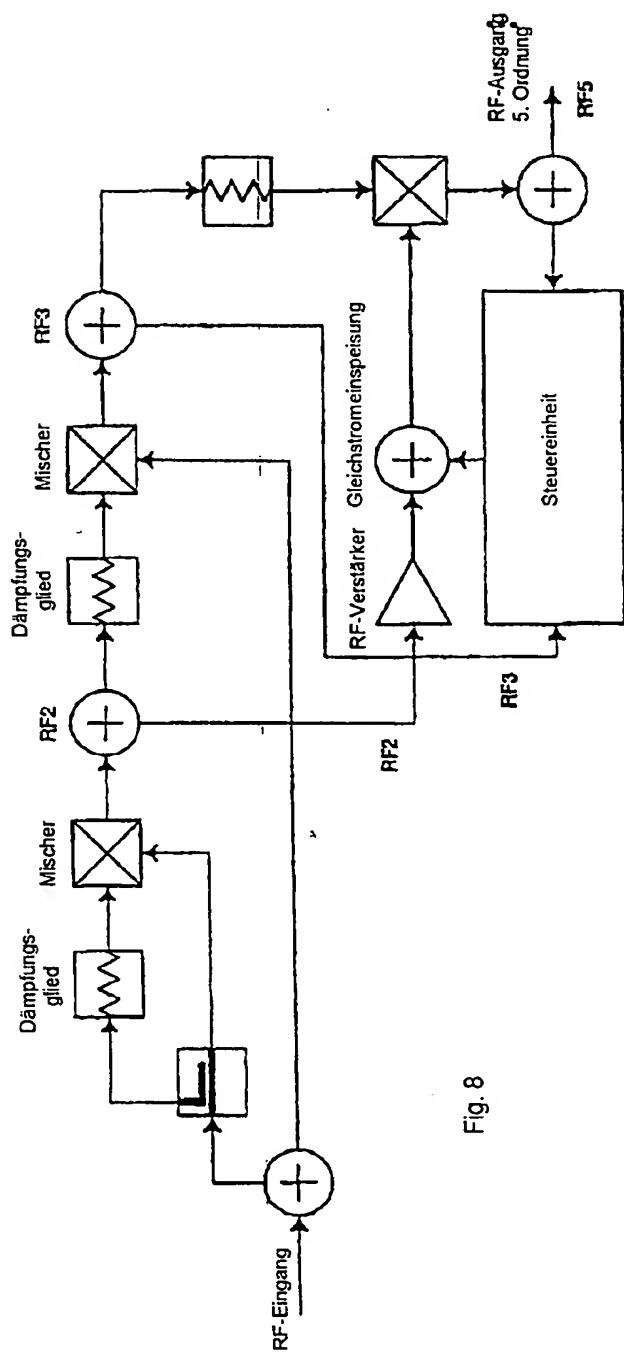


Fig. 7

ERSATZBLATT (REGEL 26)



८

## ERSATZBLATT (REGEL 26)

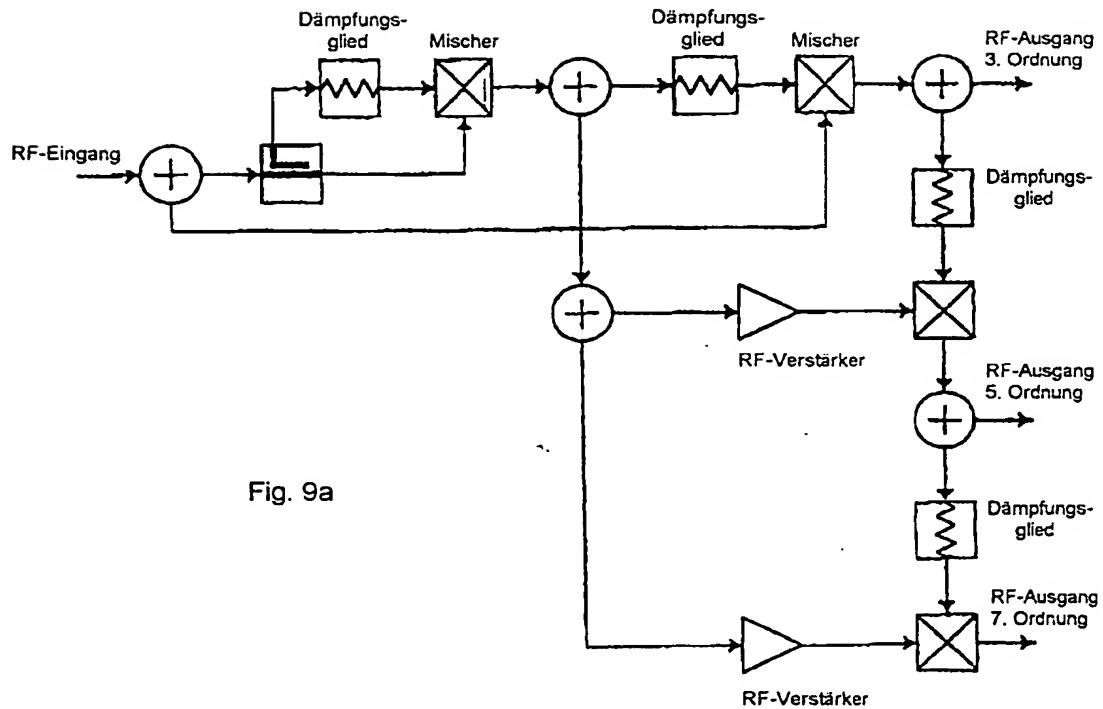


Fig. 9a

ERSATZBLATT (REGEL 26)

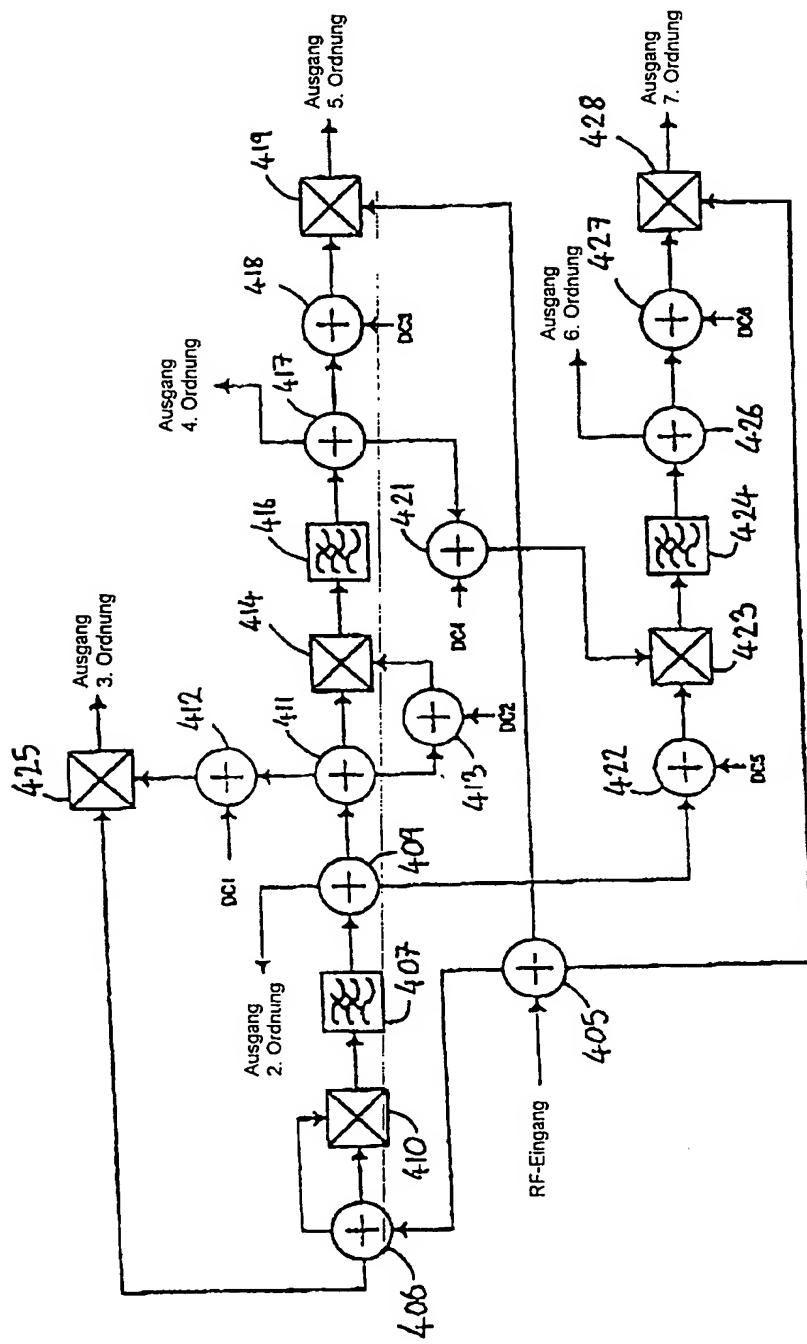


Fig. 9b

Fig. 10a



Fig. 10b



Fig. 10c



Fig. 10d

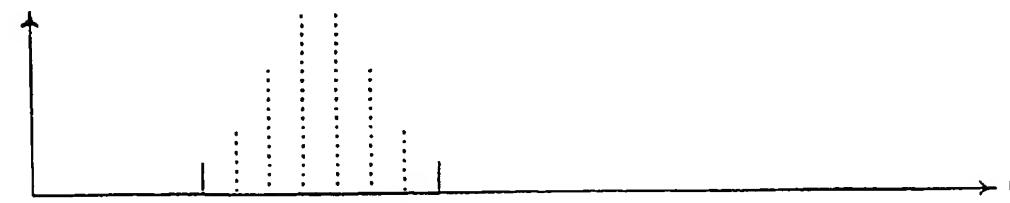
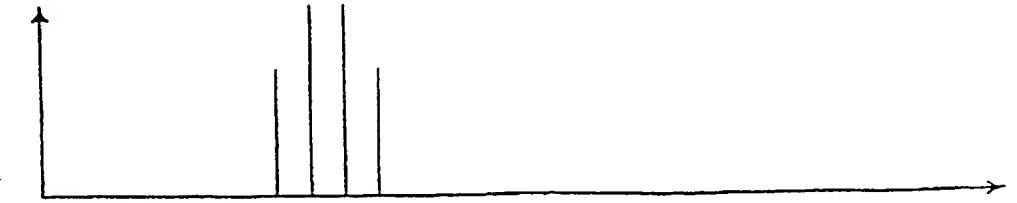


Fig. 10e



Fig. 10f



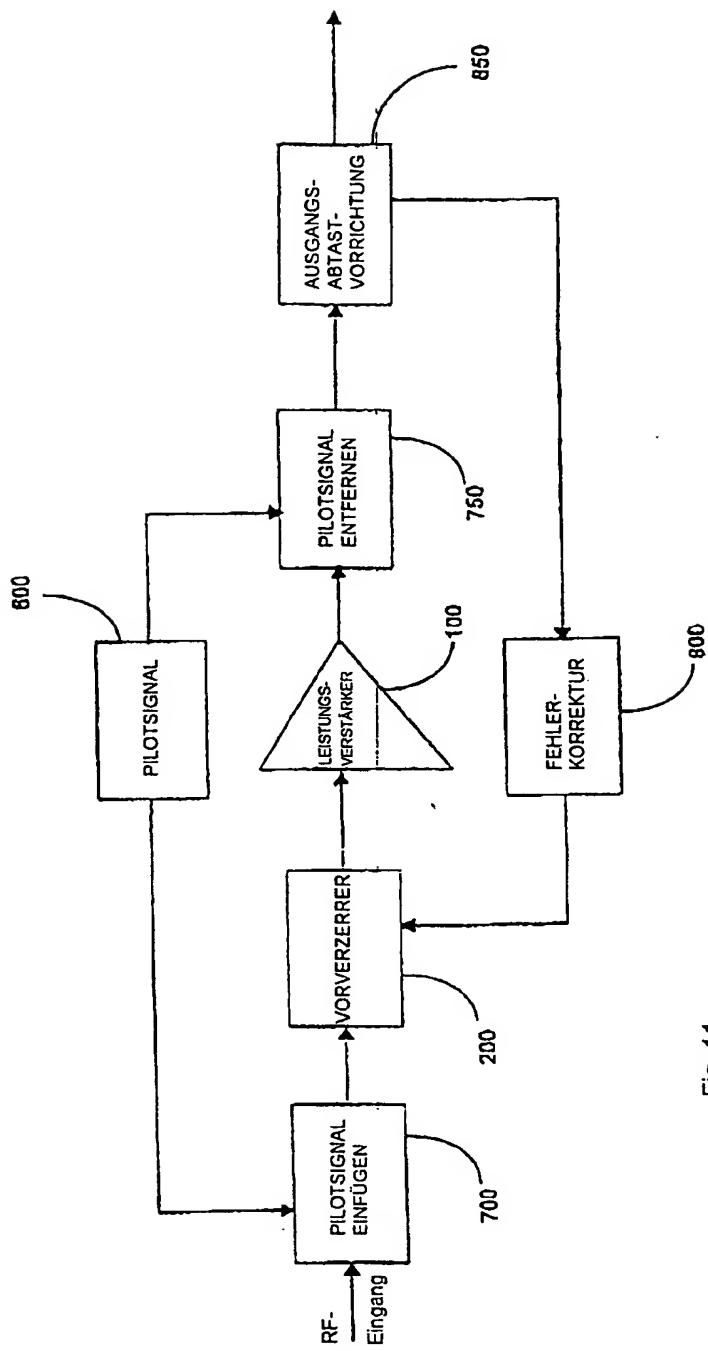


Fig. 11

ERSATZBLATT (REGEL 26)

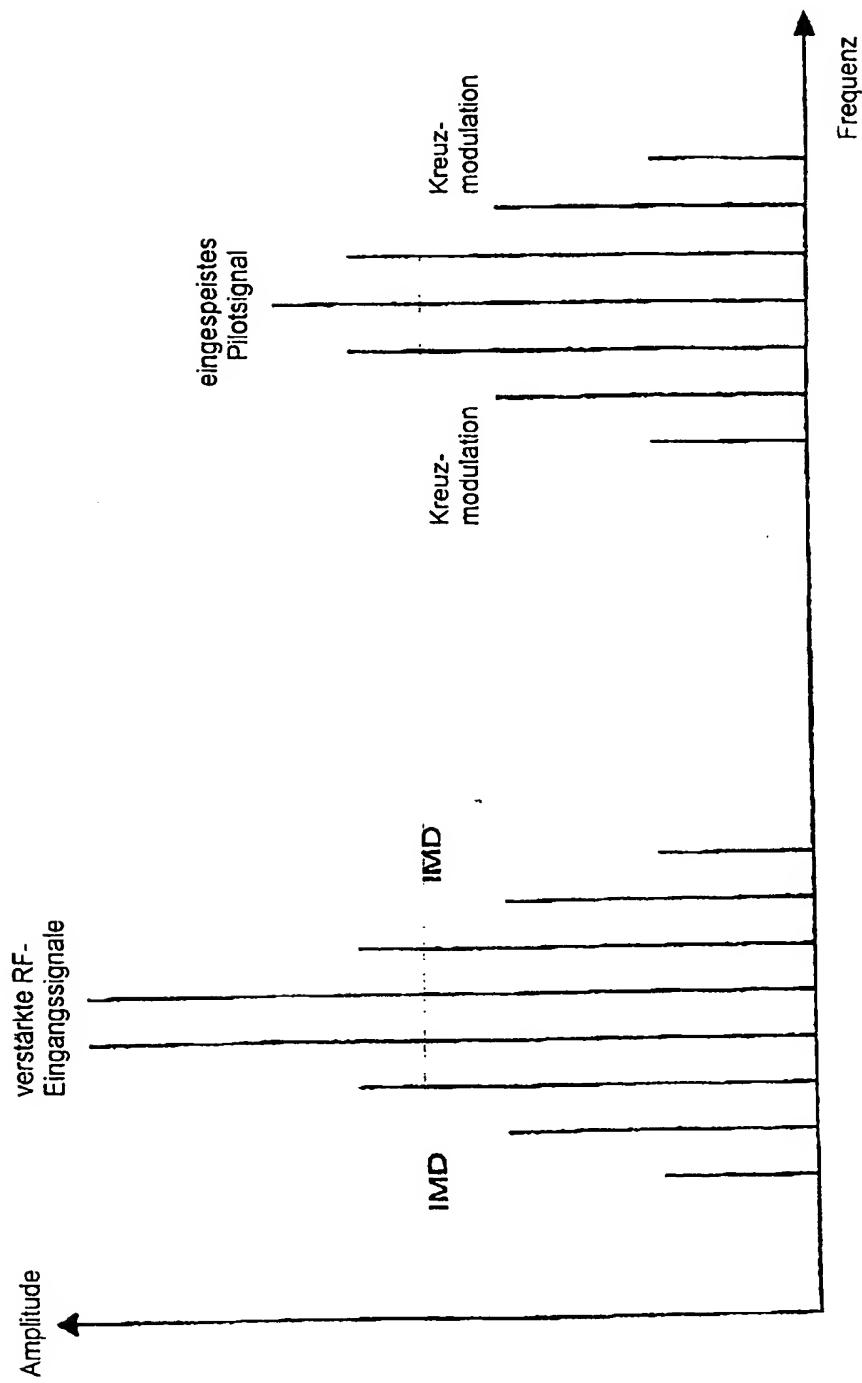


FIG. 12

ERSATZBLATT (REGEL 26)

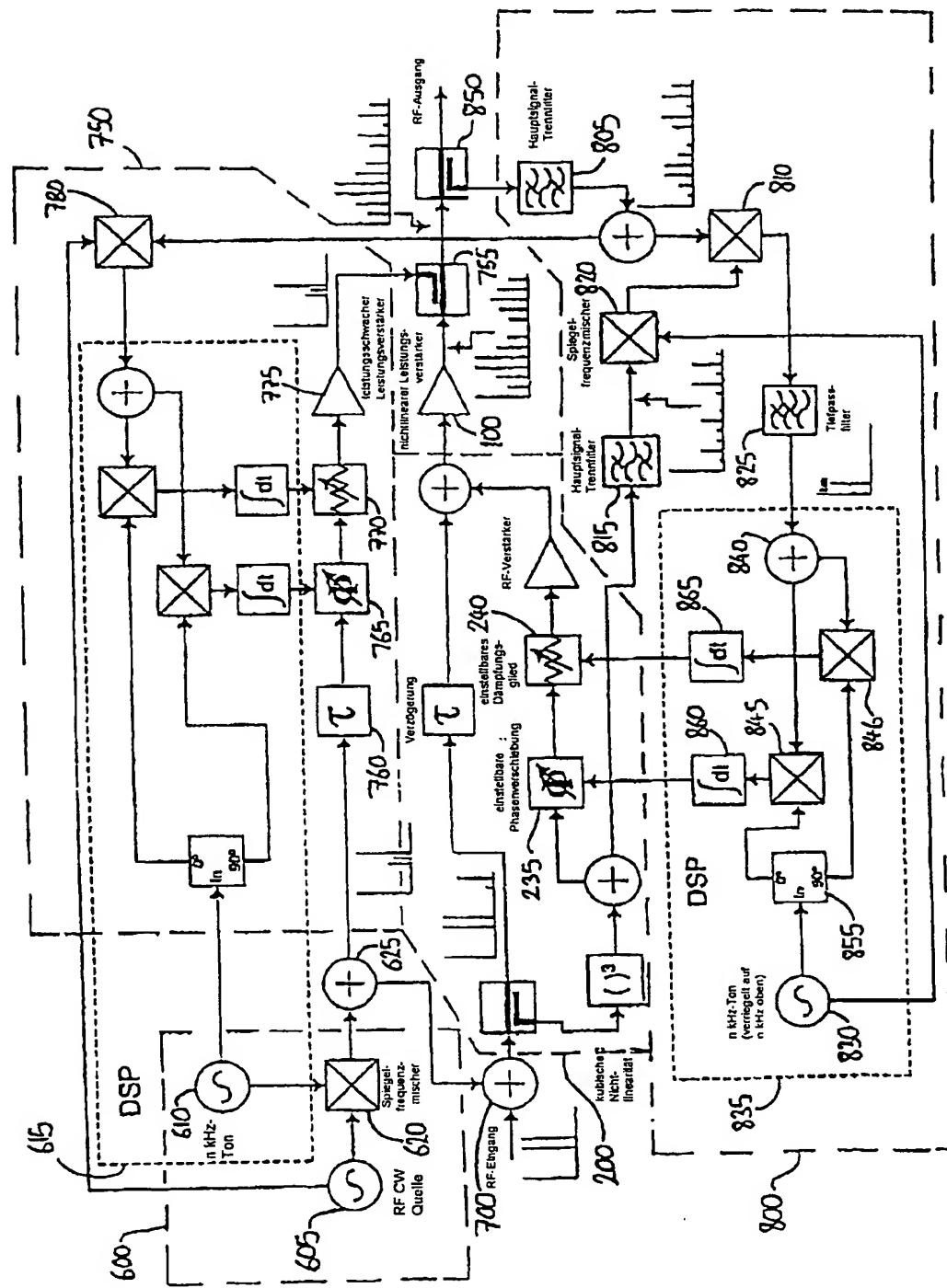
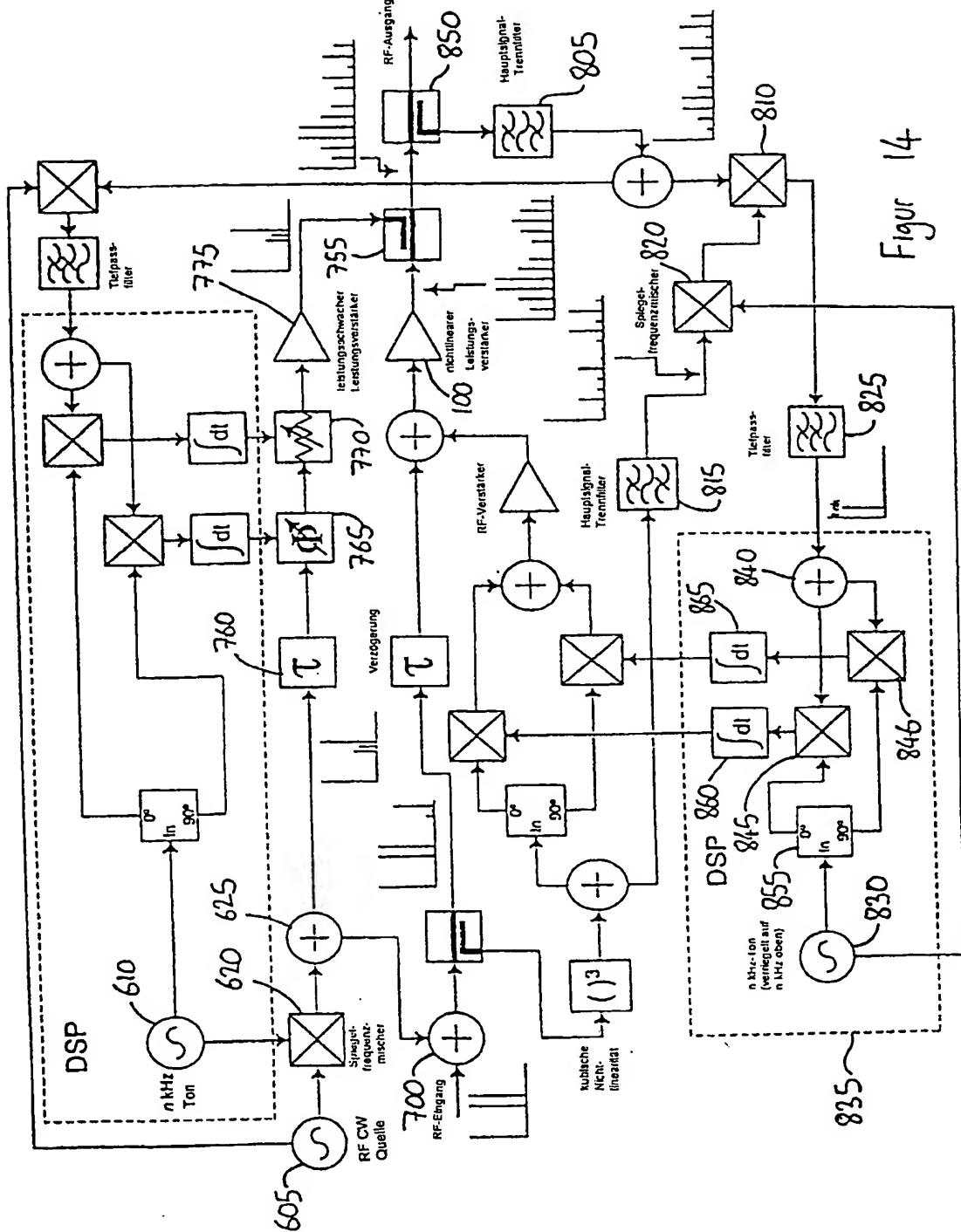


Fig. 13



Figur 14

## ERSATZBLATT (REGEL 26)

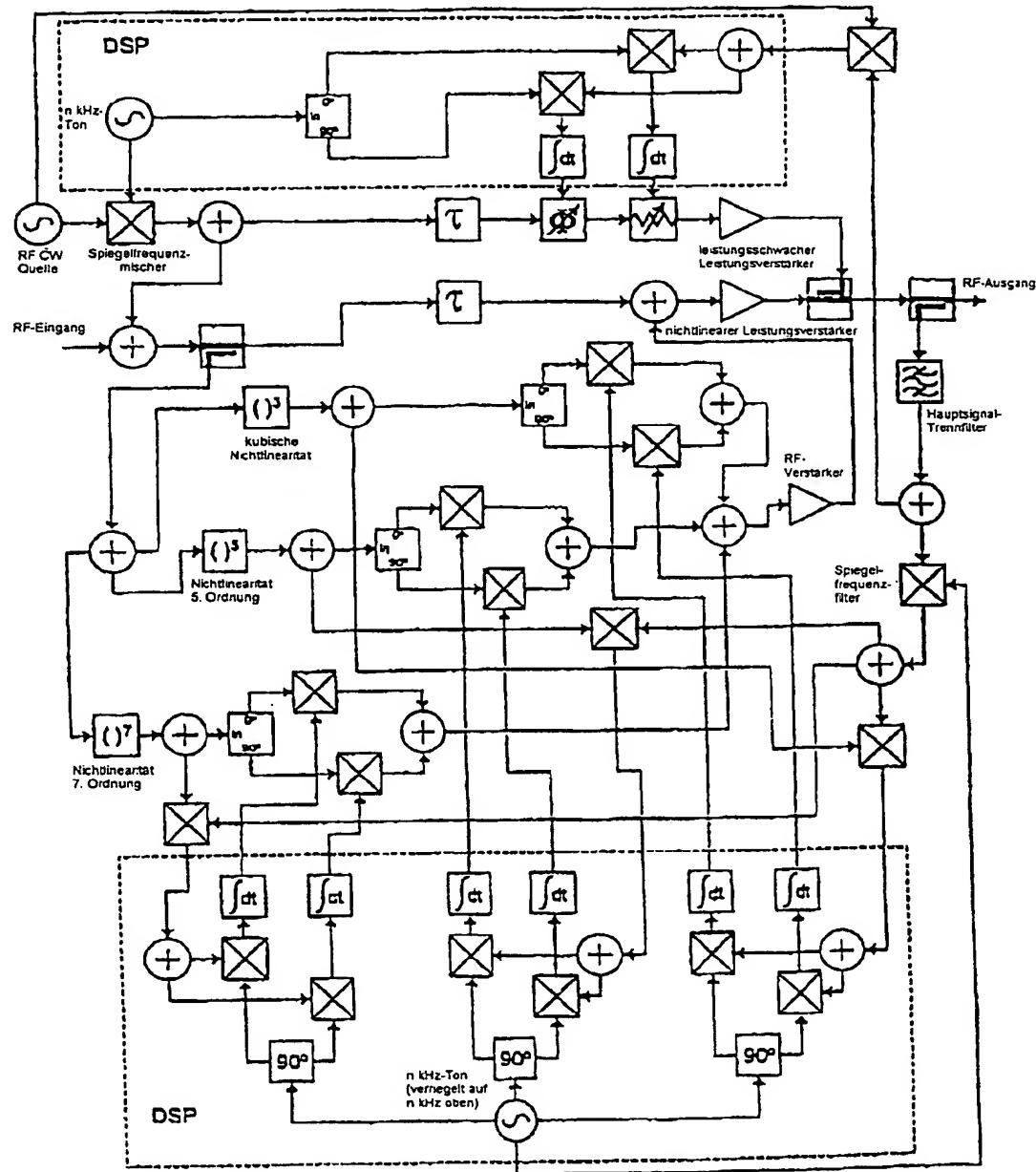


Fig. 15

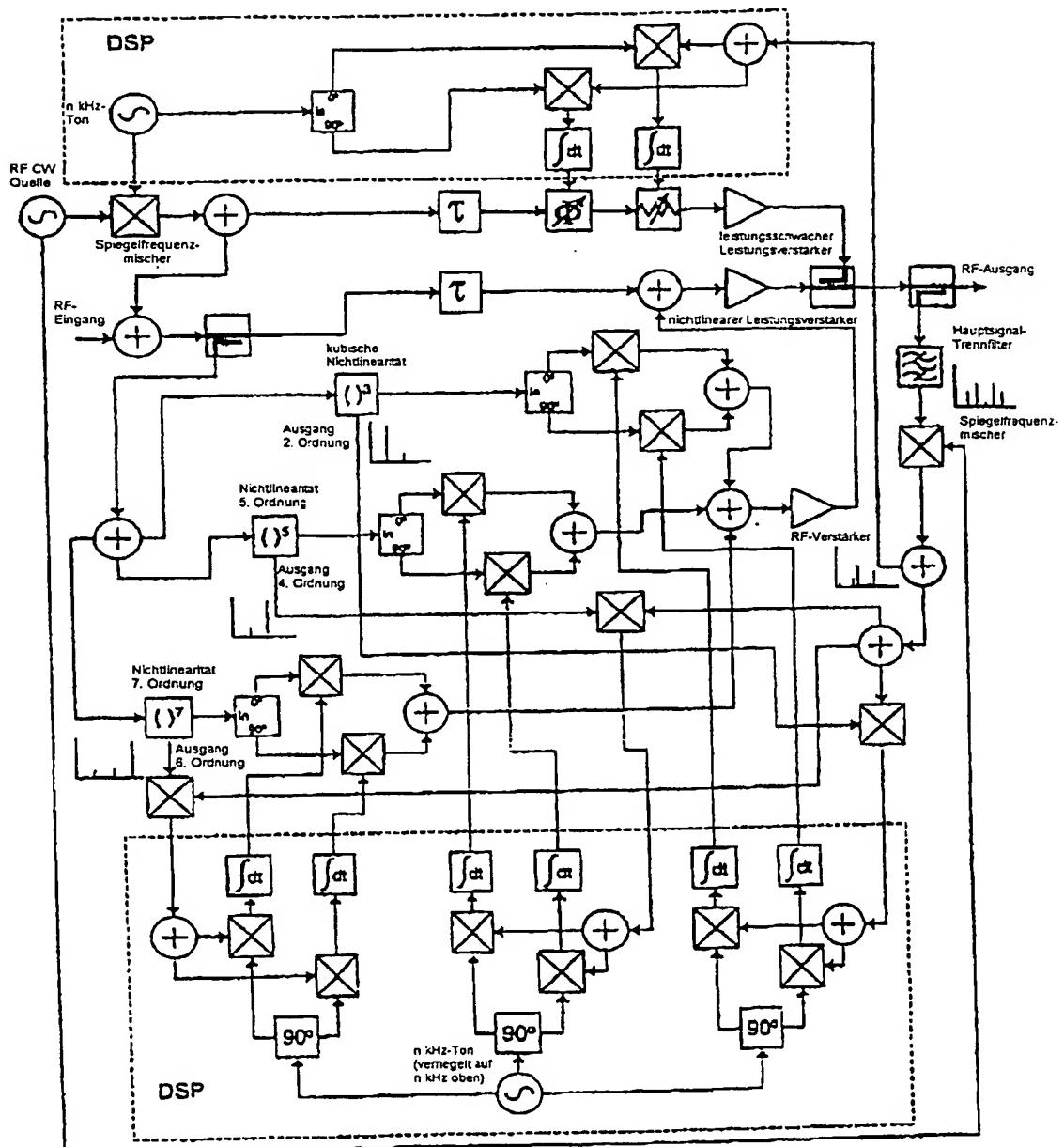


Fig. 16

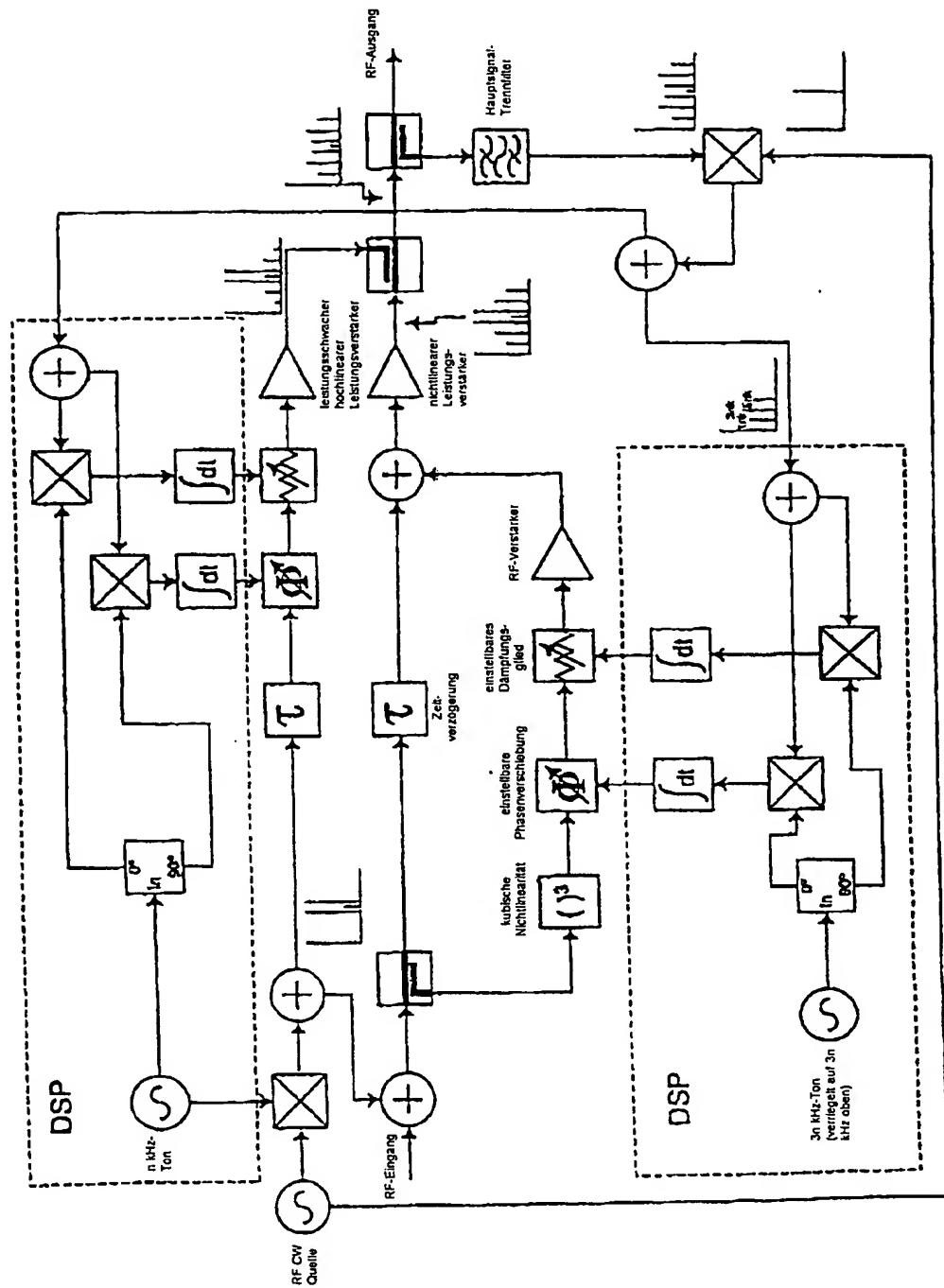


Fig. 17

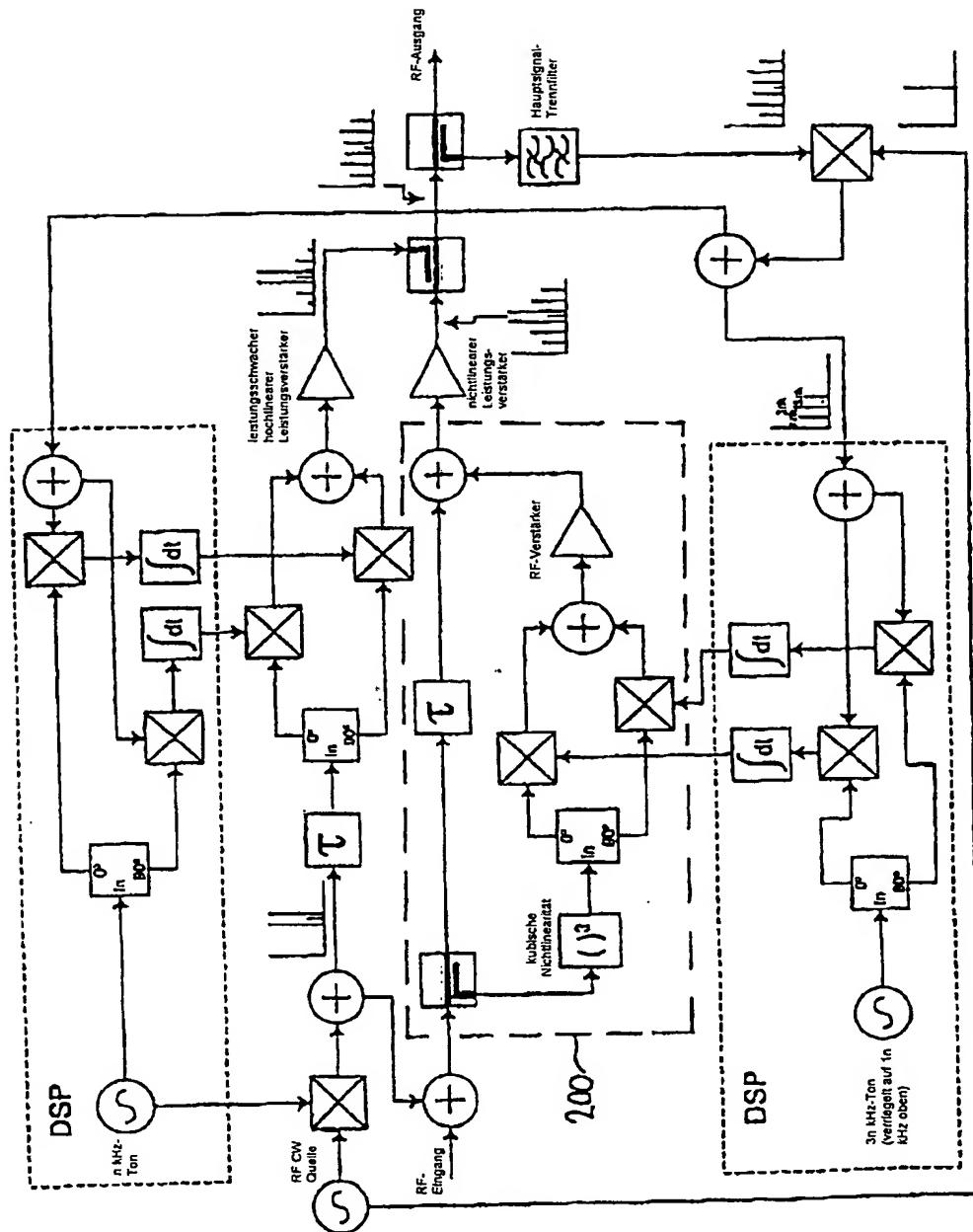


Fig. 18

ERSATZBLATT (REGEL 26)

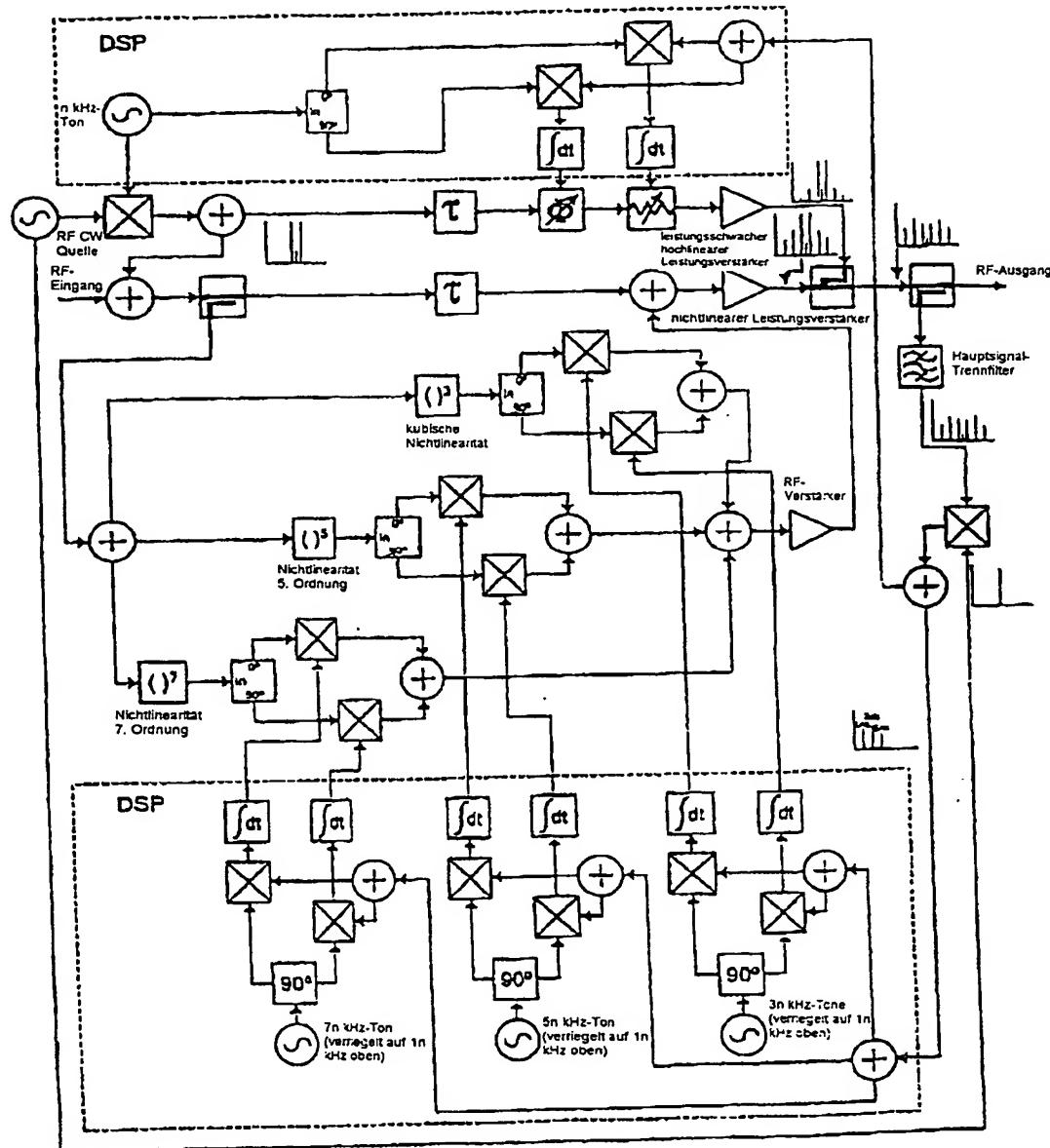


Fig. 19

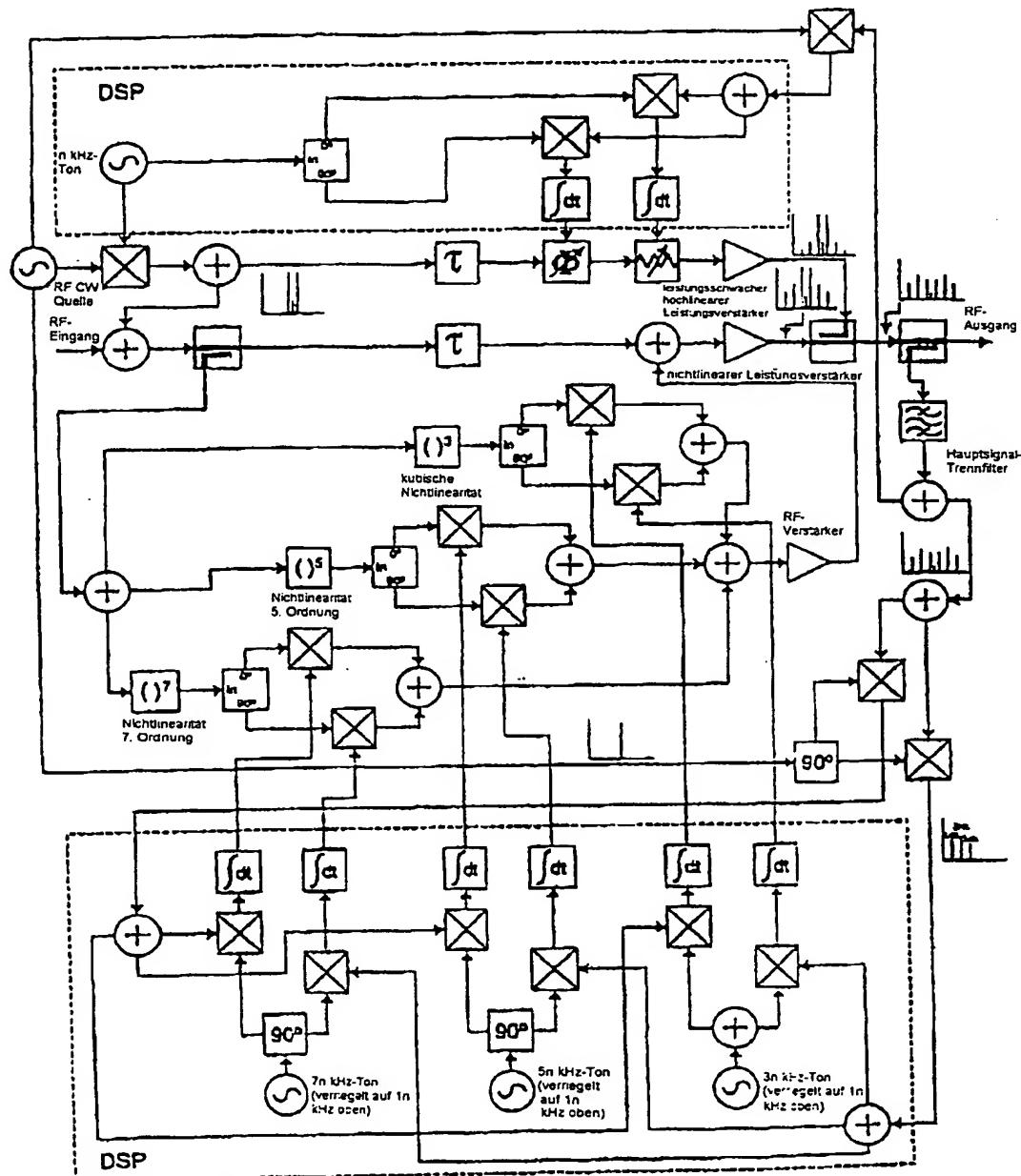


Fig. 20

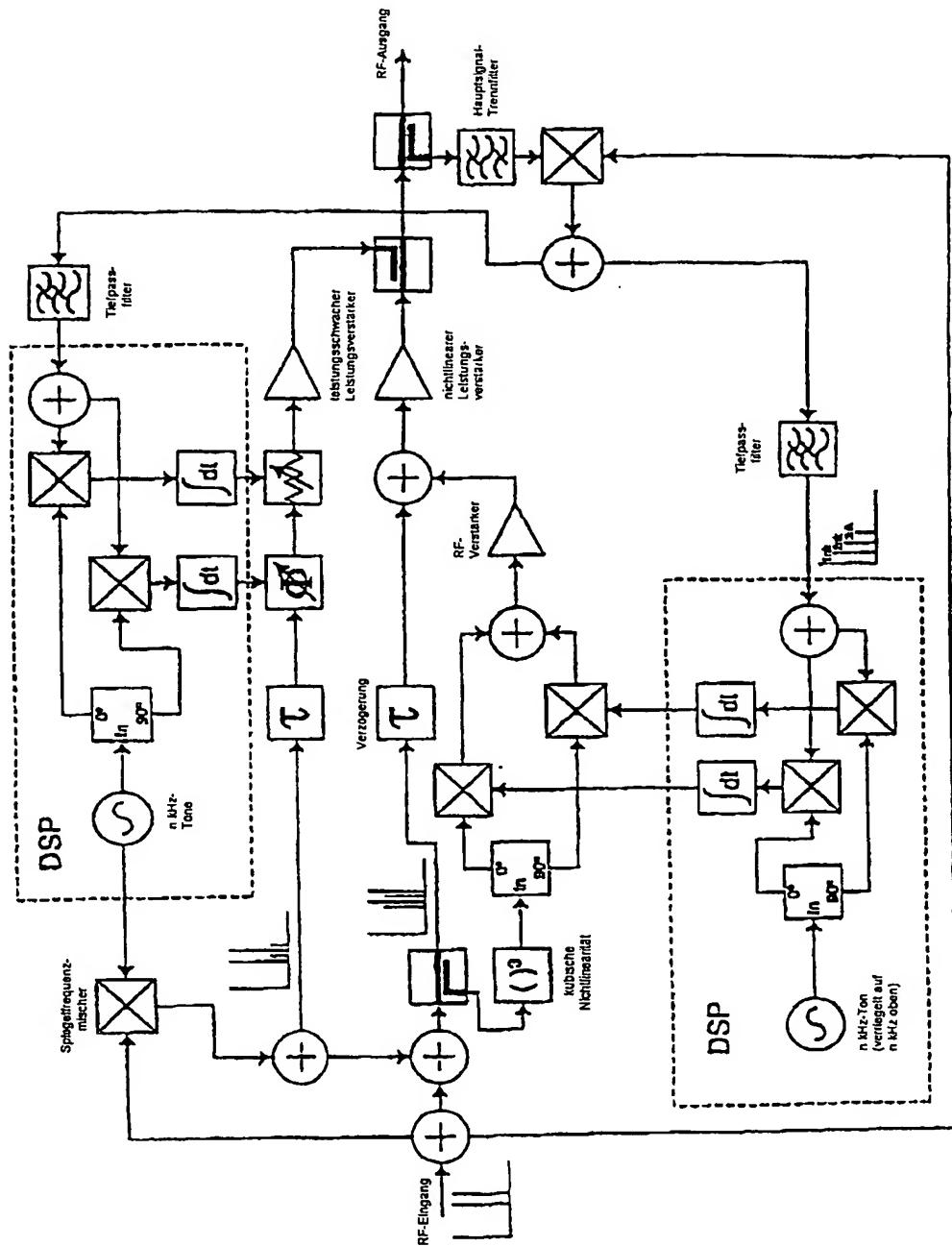


Fig. 21

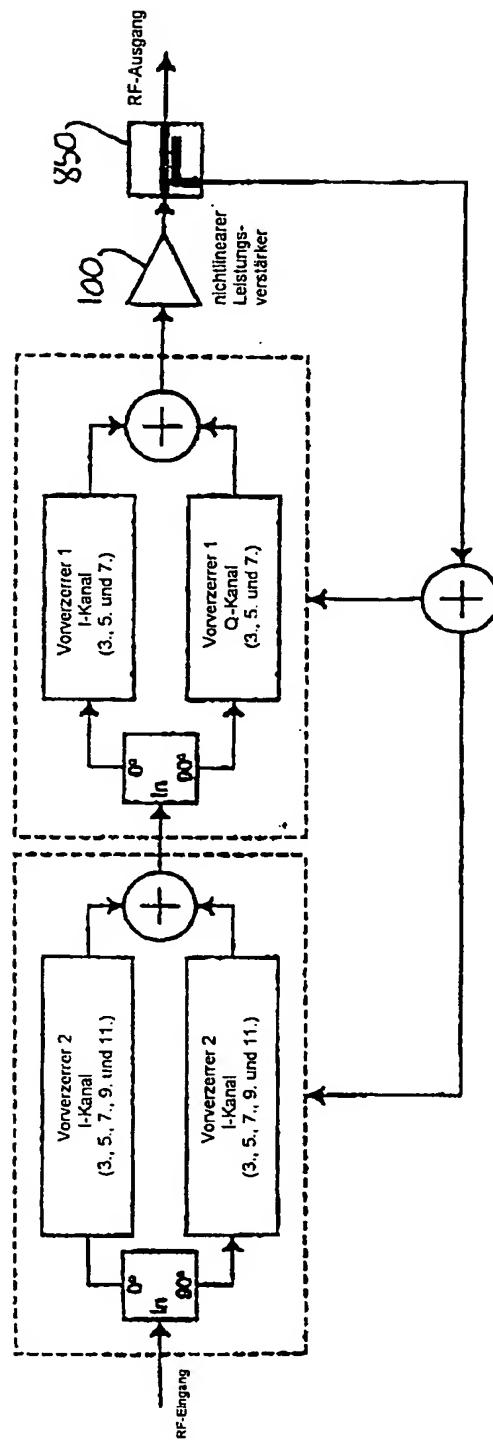


Fig. 22